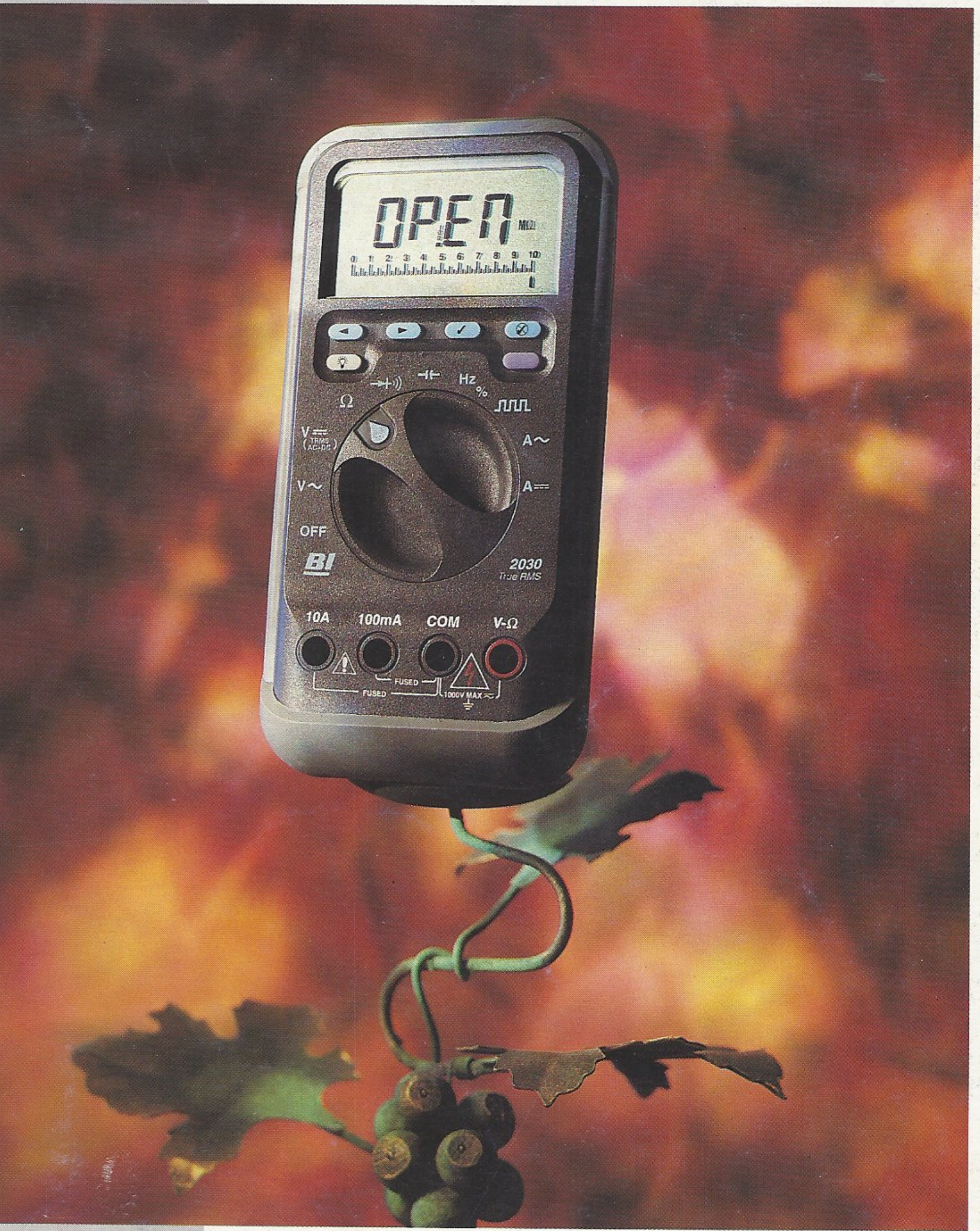
RADIO PLANS

CIRCUITS POUR CHARGE RAPIDE BENCHMARQ
UN AMPLI DE SONO PROTOGÉ AVEC MODULES ILP
LES OSCILLATEURS POUR MICROCONTRÔLEURS
CARTE UC POUR AUTOMATE EN LOGIQUE FLOUE
ALIMENTATION À DÉCOUPAGE 5-30 V / 10 A
INTUSOFT SPICE 3G2 : LA SIMULATION ACCESSIBLE

FÉVRIER 1993



LE MULTIMÈTRE *BI* - WAVETEK 2030

BELGIQUE : 155 FB - LUXEMBOURG : 155 FL - SUISSE : 6,30 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : $ 4.25

T 2438 - 543 - 24,00 F

NUMERO 543 - FEVRIER 93 - ISSN 1144-5742

electronique

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par la Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05
Télex: PGV 220409 F - Télécopie: 42.41.89.40
Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en chef :
Claude DUCROS
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
70, rue de Compans, 75019 Paris
Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris
Directeur commercial : J.-P. REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU et de
Murielle KAISER
Marketing : Jean-Louis PARBOT
Directeur des ventes : Joël PETAUTON
Inspecteur des ventes : Société PROMEVENTE
M. Michel IATCA
24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.
Tél. : 45.23.25.60 - Fax. 42.46.98.11
Service des abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
Voir notre tarif
« spécial abonnement ».
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,50 F en timbres.
IMPORTANT: ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré
à 40 000 exemplaires
Dépôt légal janvier 93 - éditeur 1711
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75011 PARIS -
Imprimerie SIEP Bois-le-Roi et REG Lagny.
Photo de couverture : E. Malemanche.







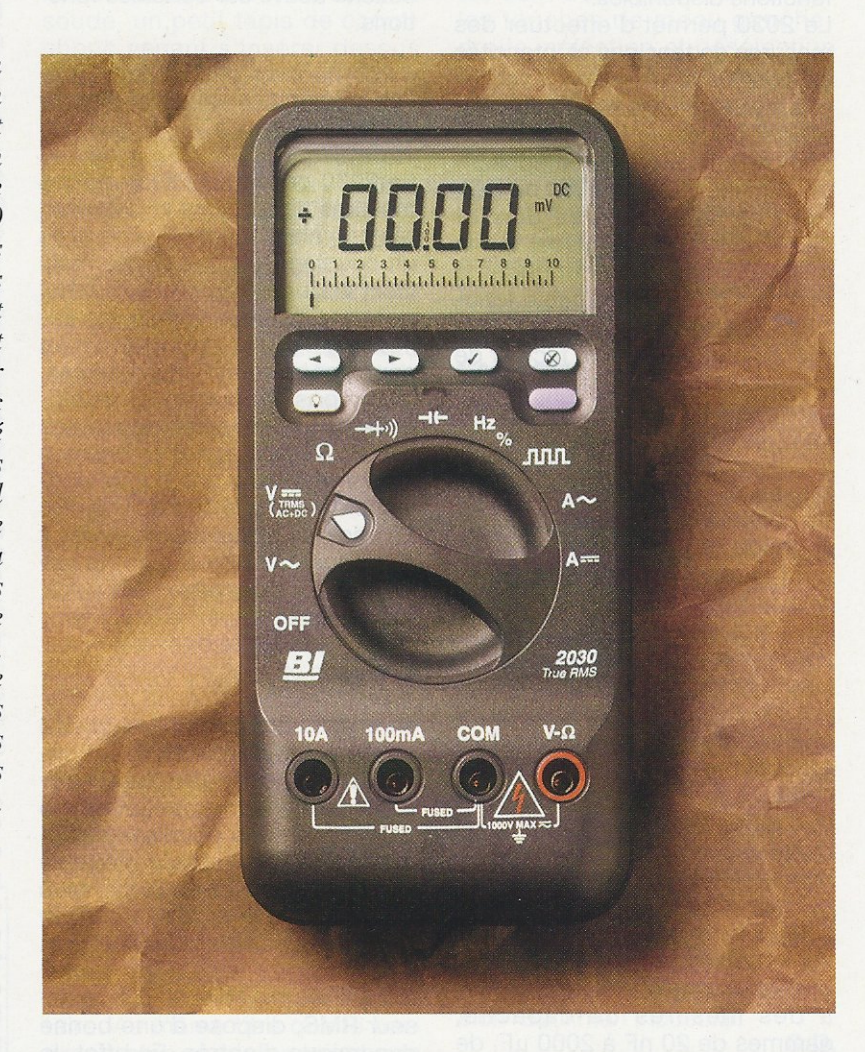
SOMMAIRE

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, J.Y. Bedu, C. Broussas,
P. de Carvalho, A. Garrigou, P. Gueulle
D. Paret, R. Schnebelen, J. L. Vern.

Sommaires Electronique Radio-Plans de l'année 1992

Le multimètre 2030 BI-Wavetek

Beckman Industrial, dont la division instrumentation a été rachetée en fin d'année dernière par Wavetek, fait partie du groupe de tête mondial en ce qui concerne la production de multimètres de poing. Le 2030 s'inscrit dans une série de trois appareils actuellement, avec les 2010 et 2020, qui constitue le haut de gamme dans ce domaine. Offrant ce que l'on trouve généralement sur des multimètres de table, avec 20000 points de mesure, agrémenté de nombreux calibres avec des fonctionnalités inédites, il ne fait nul doute qu'il se positionne comme le fer de lance d'une gamme qui fera des émules chez les autres constructeurs et qui fait comprendre pourquoi Wavetek, après ce rachat, a des raisons de lorgner une place parmi les cinq premiers producteurs mondiaux d'appareils d'instrumentation toutes activités confondues.



Le 2030 est un multimètre de poing livré avec un carénage anti-choc-holster- doté de deux béquilles et d'inserts permettant de fixer les pointes de touches. L'affichage LCD cinq chiffres, rétroéclairé sur demande, comprend aussi un bargraph gradué en pourcents donnant rapidement l'évolution de la grandeur mesurée. La cadence de rafraîchissement d'affichage fixée à deux «mesures» par seconde sur la visualisation numérique passe à 20 coups/s sur le bargraph. Toutes les fonctions, unités selon les calibres, et mises en garde, sont rappelées par pictogrammes sur l'afficheur de grand format.

L'accès aux différents menus pour un calibre, à savoir : maintien de la valeur en cours - hold -, mesure en relatif -rel-, saisie d'extrêma-min-max avec moyennage «AV», mémorisation de la valeur crête et verrouillage de gamme, le 2030 étant à commutation automatique de gammes - autoranging -, se fait par le truchement de deux touches fléchées ← →, permettant d'exploiter les divers choix qui s'entérinent, lors du positionnement matérialisé par un clignotement de la fonction choisie, par les touches ✓, ✗ de validation ou d'inhibition. Deux autres touches supplémentaires apparaissent au-dessus du rotacteur de choix des fonctions de mesures : une dédiée à la rétroillumination de l'afficheur LCD, représentée par une ampoule, une autre de couleur violette de double fonction.

Cette dernière sert sur les calibres Vdc, Adc pour différencier la mesure en continu de celle en RMS avec composante alternative, et sur le calibre «Hz», fréquence, pour passer en évaluation de rapport cyclique soit encore pour réarmer la fonction lecture

et maintien de la valeur crête. Comme on peut le constater, l'usage de ce multimètre reste très simple malgré les nombreuses fonctionnalités offertes. Ceci nous amène à détailler l'ensemble des fonctions disponibles.

Le 2030 permet d'effectuer des mesures de tensions et intensités en continu et alternatif, avec en alternatif une mesure en valeur efficace vraie qui peut ou non prendre en compte la composante continue (couplage AC ou DC). Pour ce faire, dans ce dernier cas, il suffira de se placer sur le calibre continu en actionnant la fameuse touche de double fonction. L'appareil accepte des formes d'onde avec un facteur de crête max de 5 comme nous le verrons plus loin.

Le 2030 effectue aussi le test de jonctions PN (diode) sous une intensité de 1mA ainsi que le test de continuité.

En mode fréquencemètre «Hz», on peut évaluer la fréquence de signaux répétitifs jusqu'à 2 MHz ainsi que, grâce à la double fonction, leur rapport cyclique (%).

Une fonction intéressante réside dans la détection d'impulsions signalisée par une tonalité hachée ou continue au-dessus d'une récurrence de 20 Hz. Il ne s'agit pas là d'un contrôle quantitatif mais uniquement qualitatif, malgré tout bien pratique en maintenance. Ce calibre est aux normes TTL, CMOS avec un déclenchement sur front montant de seuil 2,6 V.

Le 2030 permet aussi de procéder à des mesures de capacité, gammes de 20 nF à 2000 µF, de résistance (100 Ω à 20 MΩ en sept gammes) avec une résolution de 10 mΩ. L'accès se fait à l'aide de fiches haute sécurité communes pour tous les calibres sauf pour les mesures d'intensité protégées par fusibles (100 mA et 10 A).

Dans une gamme et un calibre de mesure donnés, le 2030 donne une évaluation visuelle des tendances par le bargraph mais aussi sonore si l'on sélectionne, par les touches menu et validation, le «fault finder», innovation Beckman qui délivre une tonalité de timbre plus ou moins aigu selon le niveau dans la gamme.

L'autonomie de l'appareil, 200 heures en fonctionnement continu, est améliorée par une coupure automatique lors d'un non-fonctionnement d'une demi-heure. Le rétro-éclairage de l'afficheur (rouge et très efficace) est inhibé quoiqu'il advienne au bout de trente secondes.

Grâce à la majorité de circuits CMOS employés, le 2030, en fonctionnement normal, ne consomme de toute façon que 2 mA max., ce qui est très peu considérant l'ensemble de la circuiterie active sur certaines fonctions.

Les mesures en valeur efficace et vraie

Le 2030 permet d'effectuer des mesures de tensions et d'intensités en valeur efficace vraie avec un couplage continu et alternatif. Ceci veut dire qu'en RMS il est possible de sélectionner les calibres V~ et A~ pour avoir un couplage alternatif ; dans ce cas, la composante continue est bloquée et seules les composantes alternatives du signal sont prises en compte dans une bande passante de 40 Hz à 10 kHz (- 3 dB). En choisissant les calibres V⎓ et A⎓, continus, on obtient la valeur efficace «totale», DC + AC, c'est-à-dire :

$$Veff_{tot} = \sqrt{V_{DC}^2 + Veff_{AC}^2}$$

en actionnant la touche violette de dédoublement de fonction. Comme pour toutes les fonctions, l'afficheur rappelle le type de mesure et de couplage sélectionnés à l'aide des annonciateurs AC et DC (avec l'unité bien entendu), et éventuellement le verrouillage de gamme RNG, en AC + DC.

L'appareil, du moins le convertisseur RMS, dispose d'une bonne dynamique d'entrée. En effet, le facteur de crête maximum admissible vaut 5.

Rappelons que le facteur de crête est le rapport de la valeur crête du signal d'entrée à sa valeur efficace, soit CF = Vcrête/V_{RMS} et qu'il est très important d'en tenir compte si l'on souhaite réaliser des mesures valides.

Il est compréhensible que dans une gamme et pour un signal donné, la saturation du convertisseur engendre une mesure erronée.

A titre indicatif, nous rappelons **figure 2** les facteurs de crête de quelques formes d'ondes usuelles selon que l'on prend en compte ou non la composante continue. Fréquemment, les formes d'onde réelles sont beaucoup plus «triturées» et, puisque le 2030 dispose de la fonction mesure crête, il sera de bon ton, pour valider une mesure RMS, d'effectuer auparavant une mesure de valeur crête (peak hold) afin d'évaluer le facteur de crête et voir si l'on est dans une fourchette admissible

CF = peak hold/VRMS

restant entendu que les transitions très rapides d'un signal ne seront pas obligatoirement prises en compte. La **figure 1** fournit les corrections de précision à effectuer selon le facteur de crête et la valeur RMS en pourcentage de la pleine échelle, sur une gamme donnée.

Il est clair que si l'on travaille à pleine échelle, la précision est meilleure mais en contrepartie le facteur de crête admissible n'est plus que 2,5. Bien que BI Wavetek spécifie une bande passante en RMS de 10 kHz, nous avons remarqué que l'appareil donne des résultats viables jusqu'à 50 kHz. Le constructeur fournit donc

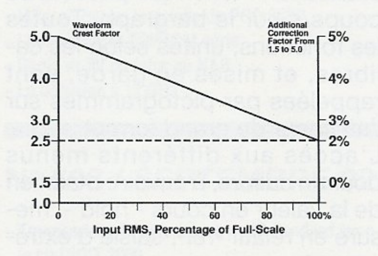


Figure 1 : Précision en fonction du facteur de crête et du pourcentage dans la gamme.



Le 2030 à nu, le carénage interne en plastique transparent thermoformé a été ôté. On distingue l'ensemble de l'électronique où la technologie CMS se taille la plus grosse part.

des caractéristiques pessimistes (c'est un bon point est préférable à l'inverse).

Construction

Dès la prise en mains, le 2030 rassure. On sent que l'on a affaire à un appareil solide et soigneusement construit. Tout s'ajuste parfaitement, il n'y a pas de jeu dans le rotacteur central, le holster antichoc épouse parfaitement le coffret en vinyl, à telle enseigne qu'il n'est d'ailleurs pas toujours aisé à retirer.
Cette première impression est confirmée lors de l'ouverture de l'appareil. On comprend pourquoi tout s'emboîte parfaitement : un second «boîtier» plastique transparent thermoformé enserre le circuit imprimé double face trous métallisés, le rotacteur est ainsi constamment plaqué sur le CI avec un jeu minimum, de même que le bloc d'affichage et le bloc de touches en caoutchouc. L'afficheur est solidarisé à ce second carénage interne par un amortisseur du genre mousse néoprène et toutes les parties sensibles sont blindées par une feuille de mylar métallisé collée au carénage plastique côté cuivre. Hormis les éléments de protection et de puissance d'entrée, qui eux sont directement accessibles, tous les composants sont du type CMS. Le bloc de fiches de sécurité est serti et soudé, un petit tapis de caoutchouc venant s'insérer dessus côté composants, pour améliorer l'isolement de surface.
En tous points il s'agit d'une très haute qualité de construction, vraiment à la hauteur des performances de l'appareil. Tout a été méticuleusement pensé et réalisé, jusqu'au généreux joint d'étanchéité venant en sandwich entre les deux demi-coquilles du coffret vinyl. Un grand bravo donc au chapitre construction, nous avons rarement vu un appareil de cette classe aussi soigneusement construit.

Forme d'onde d'entrée	Facteur de crête (CF)	Valeur efficace couplage DC	Valeur efficace couplage AC
Sinusoïde		0.707 A CF = 1.414	0.707 A CF = 1.414
Carré		1.000 A CF = 1.000	1.000 A CF = 1.000
Triangle		0.577 A CF = 1.733	0.577 A CF = 1.733
Sinus redressé double alternance		0.707 A CF = 1.414	0.308 A CF = 3.247
Sinus redressé simple alternance		0.500 A CF = 2.000	0.386 A CF = 2.591
Train d'impulsions à d = 50 %		0.707 A CF = 1.414	0.500 A CF = 2.000
Train d'impulsions à d variable $X = T_0/T_1$, $Y = \sqrt{X - X^2}$		$A\sqrt{X}$ $CF = \frac{1}{\sqrt{X}}$	AY $CF = \frac{1}{Y}$

Figure 2 : Facteur de crête et valeur efficace pour différentes formes d'ondes. A représente la valeur crête.

Utilisation

Avec ses nombreux calibres de mesure : tension, intensité, fréquence et rapport cyclique, capacité, résistance, test de continuité et de jonction, détection d'impulsions, le 2030 est déjà un multimètre très complet et par conséquent agréable à utiliser, notamment sur le terrain, vocation de ce type d'appareil. Mais en outre certains aménagements bien pensés comme le détecteur de fautes (fault finder), dont la hauteur du timbre varie avec la valeur mesurée, apportent un confort d'utilisation supplémentaire. Au même titre que le bargraph bien gradué permet une évaluation rapide de la tendance, le «fault finder» autorise des manipulations sans avoir les yeux rivés sur l'afficheur.

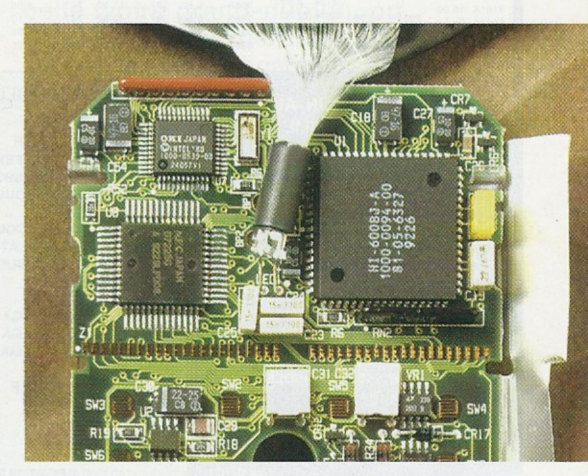
L'afficheur quant à lui est très bien organisé, le rétro-éclairage et les chiffres de 16 mm permettent de travailler dans le noir absolu avec une consommation minimale et tous les pictogrammes et annonciateurs d'unités sont très lisibles.

Ajoutons à cela une bonne ergonomie du boîtier avec ses deux béquilles et les inserts de pointes de touche qui autorise une utilisation en main libre, les fonctionnalités que l'on retrouve sur les multimètres haut de gamme, à savoir : saisie de valeur crête, travaux sur gabarits min-max avec possibilité de moyennage, mesures en relatif qui permettent d'effectuer des compensations, verrouillage de gamme, maintien (hold) de l'affichage et bien sûr mesures en RMS vrai, couplage continu. Tout cela concourt évidemment à un confort d'exploitation optimum d'autant que les accès aux diverses fonctionnalités sont très directs : choix par les touches de menu gauche-droite, sélection et désélection par ✓ ✗ ; on ne peut faire plus simple. S'il y a un regret à formuler, ce sera au niveau du capacimètre qui n'offre sur la première gamme qu'une résolution de 100 pF ; pour cette même fonction un bornier spécifique ou tout au moins un adaptateur aurait été le bienvenu.

Conclusion

Un très bon appareil ce 2030, proposé à un prix raisonnable, 2669 F HT, si l'on considère ses qualités et l'étendue des possibilités offertes.
BI Wavetek propose en outre un ensemble d'accessoires permettant d'augmenter le potentiel de l'appareil. Outre des kits avec malette et divers jeux de cordons : à pinces crocodiles, pour CMS, pour boîtier SO, le constructeur offre en option plusieurs pinces ampèremètriques ainsi que des adaptateurs thermométriques (thermocouples K). Au vu de la qualité de ce multimètre, Wavetek a raison de viser une bonne place dans le peloton des cinq premiers constructeurs mondiaux en instrumentation générale après le rachat de la division Beckman Industrial.

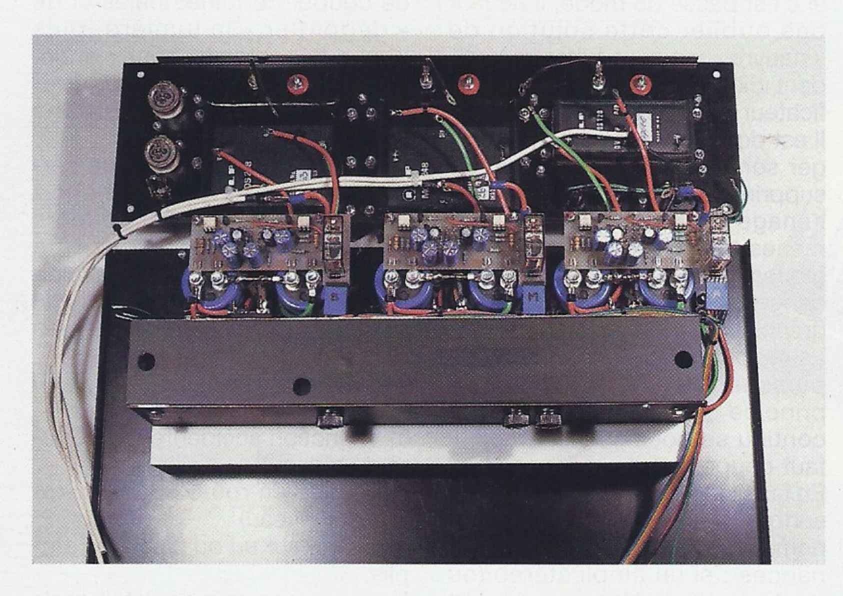
C.D.



Gros plan sur les circuits de gestion : microcontrôleur et circuits d'affichage, placés sous l'afficheur ôté.

HILPAC : ampli de puissance audio, multi-usages.

Réalisé à partir des modules hybrides ILP en technologie MOS, cet amplificateur plutôt original devrait pouvoir être construit par tous sans risque et rendre de grands services en sono ou discothèque mobile.
Son originalité tient essentiellement au fait que dans un rack 19 pouces 3 unités, il est prévu d'installer deux amplis de 120 W plus un de 60 W, pour obtenir les trois cas de figures suivants :
1 - 120 W L, 120 W R (stéréo) et 60 W indépendants (mono).
2 - 120 W L, 120 W R (stéréo) et L+R (mono sur 60 W).
3 - 120 W basses, 120 W médium, 60 W aigus (filtres actifs incorporés dans le rack), pour alimenter des enceintes ou de petits châteaux en tri-amplification.
De plus, la gestion des protections – contrairement à la tradition – assurera une totale indépendance de chaque ampli (pas question de couper trois amplis si un seul est en panne !), et un cycle de mise en route progressif autorisera un allumage en douceur.



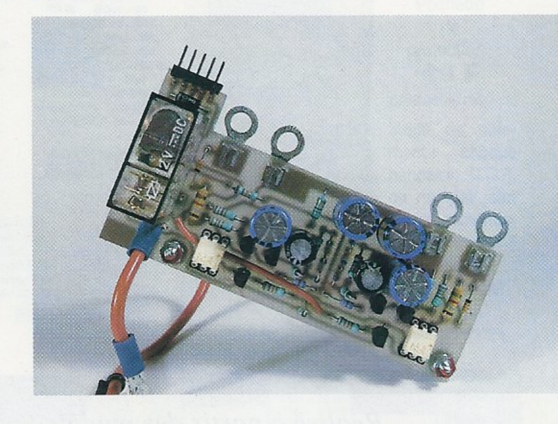
Réflexions et cahier des charges

La construction d'un amplificateur de puissance fait peser sur les épaules d'un auteur une lourde responsabilité. Chacun sait en effet qu'une petite fortune peut partir en fumée en moins de temps qu'il n'en faut pour lire cette phrase, essentiellement par destruction des haut-parleurs associés (nous noterons désormais HP's pour aller plus vite). Trop souvent on voit des montages protégeant plus l'électronique que les transducteurs raccordés en sortie et c'est une erreur, car il n'est pas rare de constater un rapport coût des HP's/coût de l'ampli supérieur à 3, voire beaucoup plus en usage « domestique » (l'auteur est allé jusqu'à 14 : 7 W sur des ALTEC). D'autre part, en petite sono, il est plus facile de prévoir dans les baies un ou deux amplis en réserve qu'un ou deux châteaux dans le camion...
Pour « tuer » des HP's (à part en traversant les membranes avec un pied de micro !), on recense deux méthodes efficaces :
- Soit leur envoyer plus de puissance qu'il ne peuvent décemment en supporter.
- Soit les soumettre à une tension continue telle que la bobine soit conduite – au pied levé – à jouer le rôle de fusible.
Dans le premier cas, il faut être certain des données constructeurs, tant du côté ampli que HP's. Et c'est là que les problèmes se posent, car suivant que le matériel est en classe professionnelle ou semi-professionnelle (voire grand-public), on constate une divergence de mesures : les « pros » garantissent des données minimales (très souvent on peut mesurer 130 W par exemple sur des amplis donnés pour 100), alors que pour les « semi-pros », c'est fréquemment l'inverse.
On pourrait alors penser qu'en branchant des enceintes pros sur des amplis « semi-pros » on s'accorderait un minimum de sécurité, mais si c'est vrai pour la tenue en puissance, reste que, si une protection efficace n'est pas prévue sur l'ampli afin d'interdire le passage de tensions continues accidentelles dans les HP's, les plus belles enceintes du monde

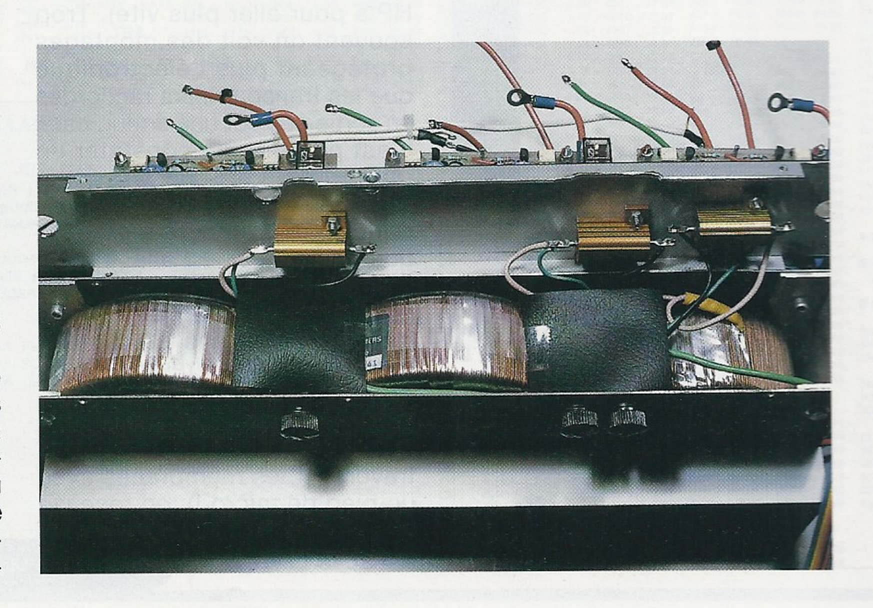
fondront plus vite que neige au soleil. A noter au passage que ce problème était – par construction – quasiment inconnu sur les amplis à tubes : mise en chauffe douce (valves) et transformateur de sortie isolant totalement les HPs du reste du montage (à la CR près). Il est quand même de notre devoir de rappeler qu'un bon condensateur en série dans une ligne HP est une protection efficace contre le continu ! Même si c'est passé de mode, il ne faut pas oublier cette solution de « pauvre » qui peut éviter un accident idiot provoqué par un amplificateur instable.
Il est donc fondamental de protéger sérieusement les HPs et de supprimer aussi les « clocs » d'allumage et d'extinction, phénomènes transitoires tout à fait logiques mais qui peuvent s'avérer dangereux, en tout cas fort désagréables.
La majorité des amplificateurs de puissance stéréos partent du principe que si un problème de continu se pose sur un ampli, il faut couper les deux lignes HPs. En fait, il ne « faut » rien du tout, et surtout ne pas mélanger les phénomènes. Tout est question de finances : si un ampli stéréo (ou duo) est alimenté par un seul et même bloc alim (transfo + pont + condos) commun aux deux voies, il est évident que la moindre panne de ce dernier conduira à la perte totale du système. Si on prévoit une alimentation séparée par ampli, il est ridicule de couper toutes les voies pour une seule en danger. Ceci est dû à des économies de bouts de chandelles : on met en série dans les lignes HP's un seul relais et on mélange les informations d'erreurs plus tempo d'allumage, pour n'en déduire qu'un unique signal de commande. En toute logique c'est une erreur de jugement, car on part du principe que le système ne sera pas en panne ou qu'il sera en drapeau total, sans demi-mesure.
Pensant toujours à ceux qui sont prestataires de services, nous avons vu les choses différemment :
- Trois alimentations TOTALEMENT indépendantes (pour les trois amplis).
- Mise en route progressive de chacun, puis de l'ensemble, tous les HPs étant déconnectés bien entendu. A cela deux raisons : inutile de laisser à la surveillance du continu (en sorties) la charge de gérer la connexion des HP's pendant cette période (cloc d'allumage) et d'autre part, outre l'utilisation de transfos toriques très « gourmands » à la mise en route, il est de bon goût de penser aux grosses installations confrontées à une coupure accidentelle du réseau : quand le responsable EDF redonne l'énergie, tout repart souvent en disjonction, car relancer des kW audio plus lumière en instantané tient parfois du miracle.
Traditionnellement on est obligé de couper certaines baies et de « dégonfler » la lumière, puis quand le secteur « tient » enfin, rallumer petit à petit jusqu'à remettre audio et lumière dans l'état initial.
On oublie trop souvent que certains,utilisateurs cherchent à vivre (gagner leur vie) de leurs prestations et, pour offrir un maximum de souplesse d'exploitation, HILPAC va disposer d'une gestion logique pour traiter les cinq cas suivants :
1- allumage volontaire
2- extinction volontaire
3- extinction accidentelle (coupure du réseau)
4- remise en route surprise (retour du réseau)`
5- panne sur un ou plusieurs amplis.
Nous verrons cela en détail, mais avant regardons d'un peu plus près les modules ILP que nous avons choisis.

MODULES ILP

Quatre modèles sont proposés en série SMOS : 30 W, 2 fois 30 W, 60 W et 120 W. La **figure 1** reproduit les données constructeur les plus utiles. On constate



que la mise en application est d'une déroutante simplicité, puisque chaque module dispose de son propre radiateur et ne nécessite que cinq connexions. Toutefois, si on veut obtenir un ensemble conforme à nos impératifs de sécurité (notamment pour les HP's), il faudra faire appel à des circuits annexes.
Voici les instructions de montage du constructeur :
1- « Dans des conditions normales d'utilisation, le module amplificateur ne nécessite pas de refroidissement complémentaire ; le radiateur doit impérativement être monté de façon à permettre un flux vertical d'air entre les ailettes. »
Ce premier impératif ne laisse pas grande place à l'improvisation quant au positionnement des modules dans un rack. Nous avions envisagé de ventiler les radiateurs, mais comme il était exclu de surveiller la température, il s'est avéré plus sage de respecter la position qui offre la meilleure convection naturelle. Mais ayant utilisé un rack ESM de profondeur 260 (+ 60 pour les ailettes des ILP), il serait très facile de prévoir un rack 1U plus pro-

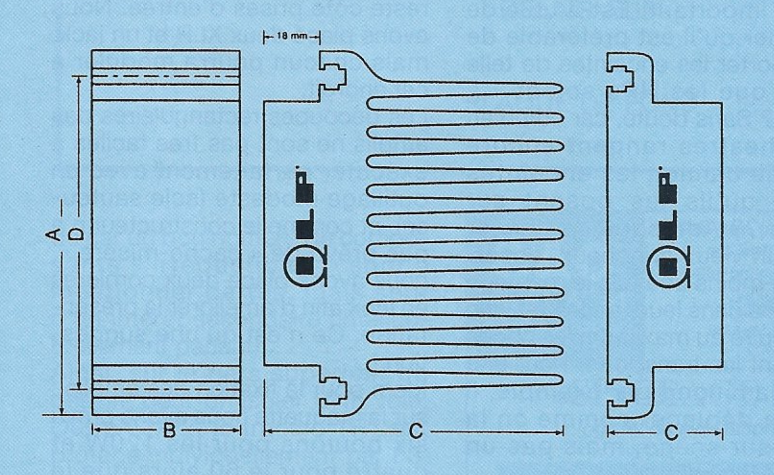


PARAMETRES	VALEUR
Réponse en fréquences (- 3dB)	15 Hz - 100 kHz
Distortion harmonique totale @ 1kHz	< 0,005%
Rapport signal sur bruit	100 dB
Vitesse de balayage	20V/µs
Temps de montée	3µs
Sensibilité d'entrée	500mVeff
Impédance d'entrée	100kΩ
Impédance de charge	8 -∞ Ω
Facteur d'aténuation(8Ω@ 100Hz)	> 400

	SMOS 128	SMOS 248
Puissance de sortie sous 8 Ω	60 watts	120 watts
Tension d'alimentation	± 40V	± 55V
Poids	420 g	850 g
Fusible H.P.	2,0A	2,5A

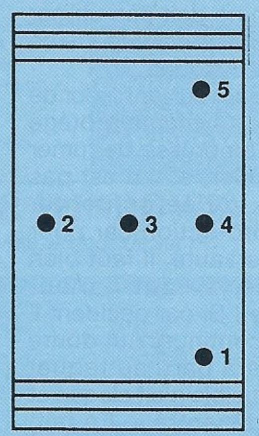


PLAN DE DETAIL MECANIQUE ET DIMENSIONS



	SMOS 60	SMOS 6060	SMOS 128	SMOS 248
A	76	120	120	120
B	50	60	40	80
C	68	78	78	78
D	66	107	107	107
Panel cut-out	57x51	97 x51	97 x41	97 x81
Poids	390g	620g	420g	850g

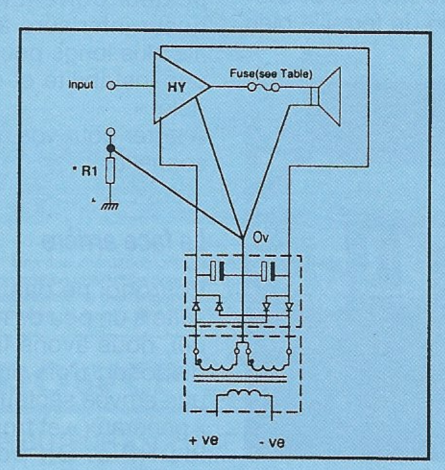
CONNEXIONS



BROCHAGE :

1. + Alimentation (positif)
2. Sortie HP
3. Entrée signal
4. 0 Volt alimentation
5. - Alimentation (négatif)

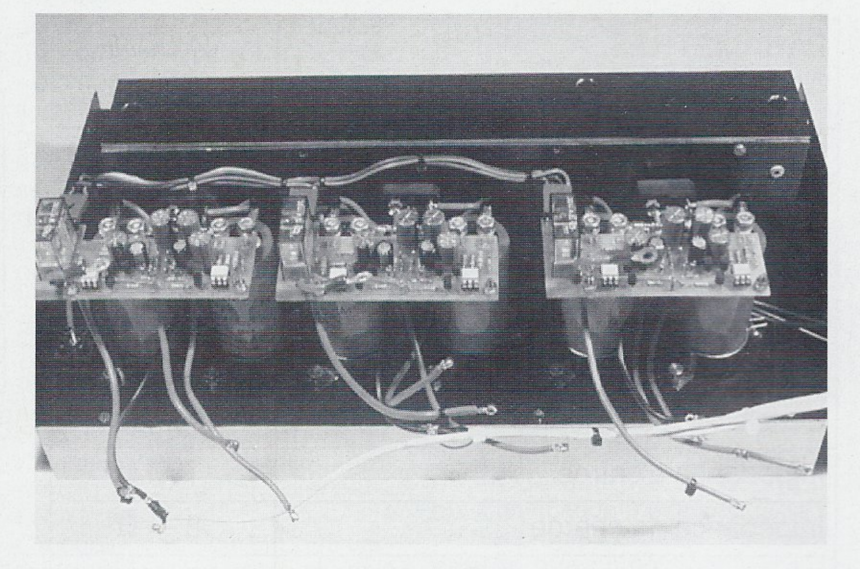
SCHEMA D'APPLICATION



Note concernant **R1** : afin d'éviter des problèmes de boucles de masse lorsqu'un préamplificateur est connecté, il est recommandé de monter une résistance R1 comme indiqué ci-dessus. La valeur de R1, d'une puissance de 0,5 W, sera comprise entre 82Ω et 270Ω.

fond (360, 460, 563 sont en standard chez TRANSRACK), équipé de deux ventilateurs montés à plat, et qui pourraient forcer le flux d'air pour plusieurs amplis.
2- « Le module amplificateur doit toujours être alimenté par une véritable alimentation à deux voies symétriques. On ne doit jamais tenter d'alimenter le module par une voie unique. »
Pas question, donc, de mettre des fusibles dans les secondaires des transfos ni dans les branches continues. Pourtant, il faut envisager la perte accidentelle d'une branche qui, outre une panne, peut être due tout simplement à une cosse mal serrée sur un condensateur. Nous en reparlerons en livrant notre solution de protection.
3- « Il n'est pas nécessaire de mettre un condensateur d'entrée ; en interne, est implanté un condensateur de tension de service 100 V. »
4- « Pour la protection des HP's, il est recommandé d'insérer un fusible rapide entre la sortie et le HP. La valeur de ce fusible est indiquée dans le tableau (fig.1), et a été calculée pour assurer une rupture rapide en cas d'apparition d'une composante continue sur le HP. On ne doit pas utiliser un fusible d'une valeur supérieure à celle qui est indiquée. »
Chacun sait que, suivant la loi de MURPHY, tout système protégé par fusible s'empresse de fumer avant ce dernier, et il n'est pas très sérieux de se contenter d'une telle protection car pour que le fusible saute, il faut bien entendu que le haut-parleur ferme la ligne ! Si par accident il passe 40 V continus, nul doute que le HP sera parti au taquet avant que le fusible n'ait claqué et qu'il sera « décentré ». En fait, dans ce cas, le terme est impropre : c'est le support de la bobine qui, en allant s'écraser en butée, freine la membrane et donne un joli son de ferraille bien





connu. Décentrer est un autre accident : l'aimant n'est plus dans l'axe exactement, et ce pour plusieurs raisons, comme saladier déformé ou, plus insidieusement, déplacement de l'aimant lui-même, suite à un choc mécanique important. Est-il utile de rappeler qu'il est préférable de transporter les enceintes de telle sorte que les HPs soient « à plat » ? Sans doute, car combien d'orchestres rangent encore dans le camion les enceintes telles qu'ils les posent sur scène ?? Au risque de passer pour un vieux grincheux, observez au moins une fois le montage des HPs dans leurs enceintes afin de réduire au maximum les chocs pendant les transports. Pour une 760 Hammond par exemple, il faut la déplacer comme on la pose sur scène, mais pas un corps Marshall...
5- « La technique du câblage de masse en étoile doit être employée pour prévenir les ronflements par boucles... »
Rien de nouveau !
6- « Les fils de connexion entre les condensateurs de filtrage de l'alimentation et le module amplificateur doivent être d'une longueur inférieure à 300 mm. Des fils plus longs peuvent engendrer une instabilité et détruire le module. »
A noter pour vos réalisations personnelles.

La face arrière

Pourquoi ne pas passer tout de suite à un peu de mécanique ? Eh oui, nous avons trois modules à disposer, trois prises d'entrées, une arrivée secteur, deux fusibles « généraux » et trois borniers pour les HP's. On peut donc déjà mettre tout ceci en face arrière, pour voir.
La **figure 2** propose, en sa partie supérieure, une solution que les photographies illustrent clairement. Il n'y avait pas trente-six possibilités, et la seule liberté reste côté prises d'entrée. Nous avons placé deux XLR et un jack, mais chacun pourra moduler à cet endroit.
Les découpes rectangulaires des amplis ne sont pas très faciles à exécuter parfaitement avec un outillage modeste (scie sauteuse), et comme le constructeur n'a pas prévu de « cache-misère », nous avons placé deux cornières en inox afin d'améliorer la présentation. Ce n'est qu'une suggestion !
Idem pour la fixation des amplis : sur la maquette nous avons prévu six boulons pour les 120W et quatre pour le 60 alors que le constructeur n'en livre que quatre avec les 120 et deux avec les 60. Ces perçages ne sont pas portés sur le plan, et on se reportera à la figure 1 (et aux photos) pour en savoir plus.
Une fois la face arrière équipée, on croit avoir tout gagné : 30 mm seulement d'occupation sur les 260 possibles. Et pourtant ...! Mais abandonnons provisoirement la figure 2 et reportons-nous au schéma d'ensemble présenté **figure 3**.

SCHÉMA SYNOPTIQUE

Afin d'optimiser au maximum ce document, nous avons opté pour cette demi-teinte : un synoptique qui porterait des éléments de schéma, officiellement répertoriés dans les nomenclatures.
Il faut dire que ce type de réalisation se prête bien à cette métho-

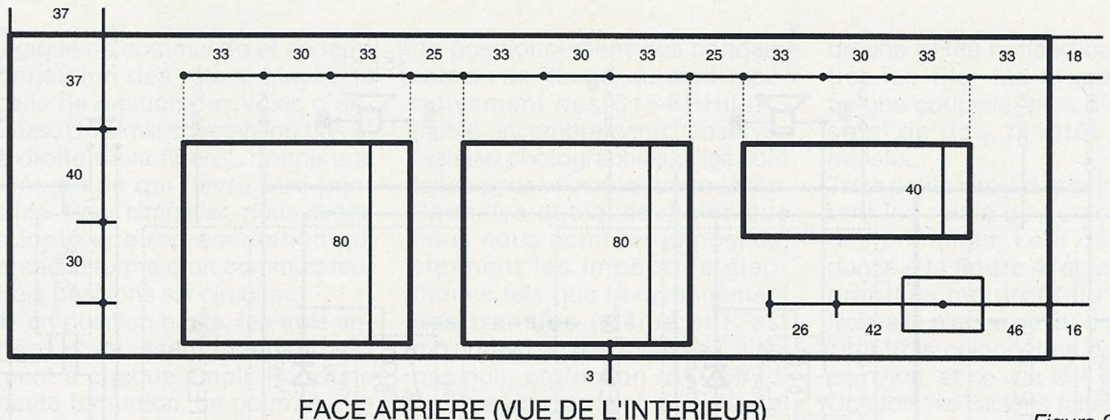
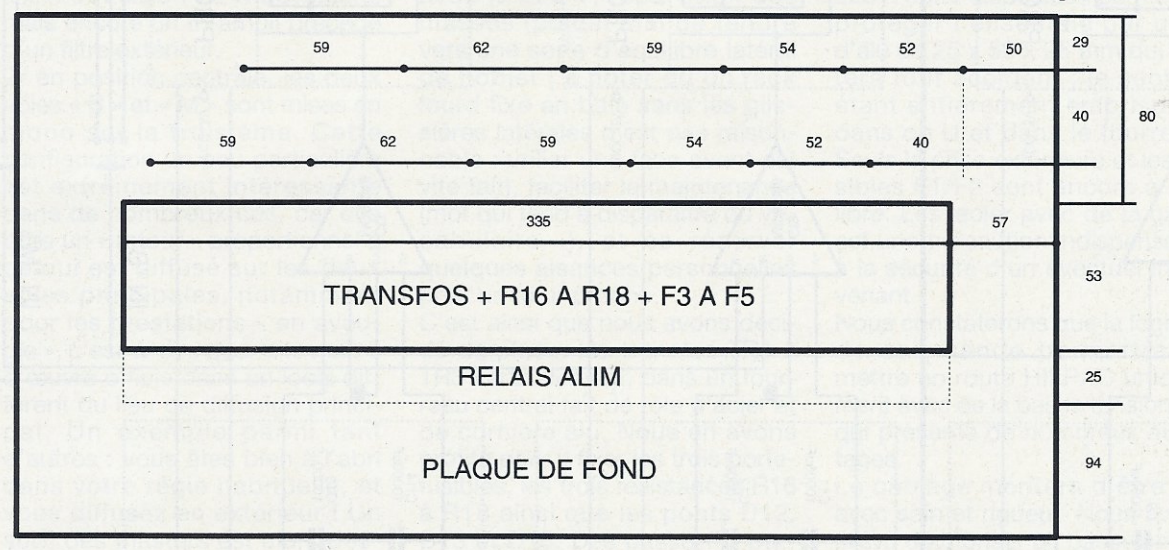


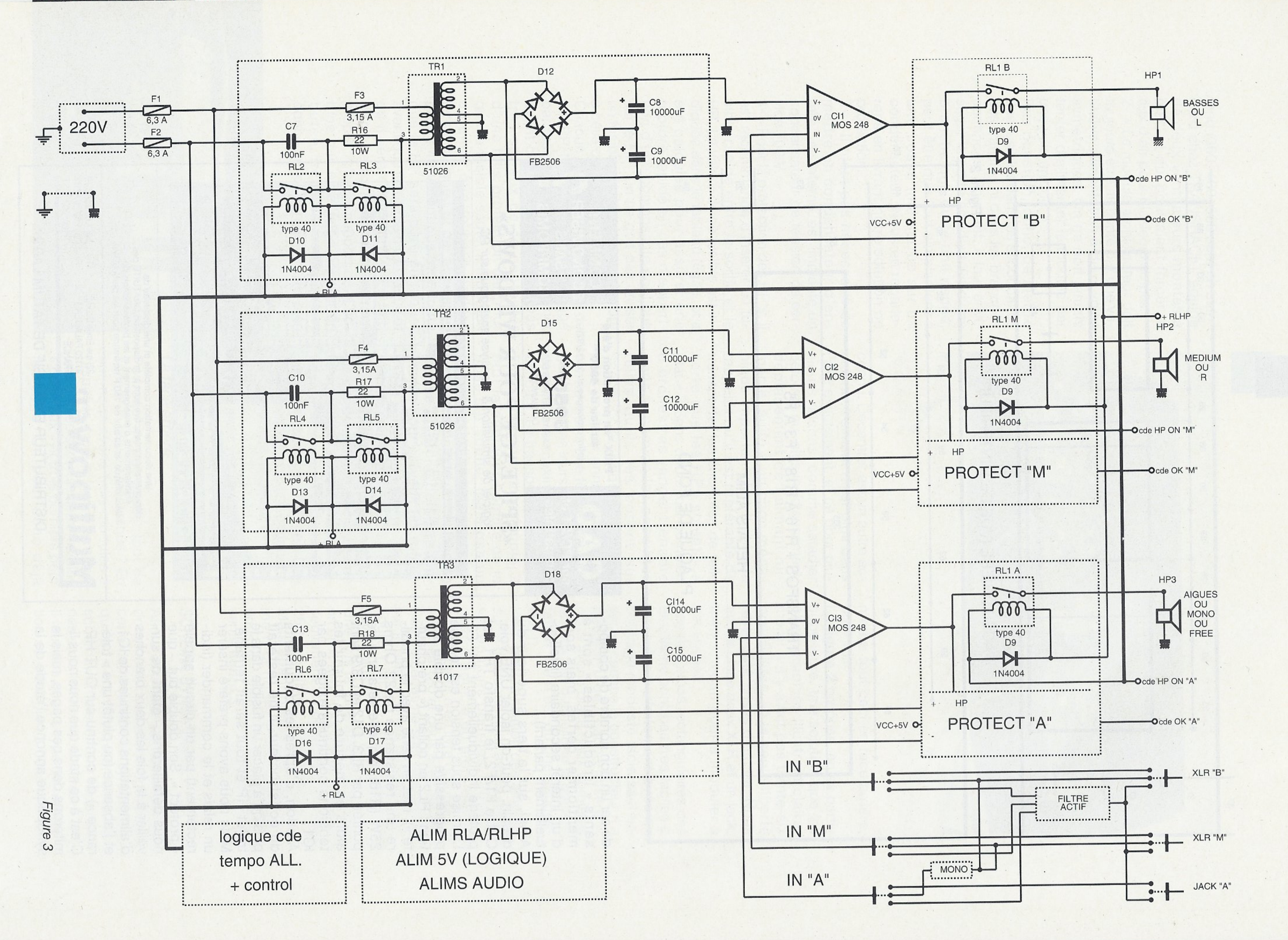
Figure 2



de car un bon nombre de composants « irréductibles » sont à mentionner certes, mais sont d'un intérêt secondaire (intellectuellement parlant)...

Ainsi, sur le tiers supérieur du dessin, peut-on isoler UNE voie. Outre F1/F2, le transfo TR1 est protégé individuellement par F3. La mise sous tension est rendue progressive par une double action : RL2 en collant (« pré-chauffe »), met en série avec le primaire une résistance de 22 Ohms 25W (R16), laquelle sera ensuite pontée par RL3. D12 et C8/9 sont alors en mesure de fournir les tensions continues exigées par IC1 .

A priori, d'après les documents du constructeur, il ne resterait plus qu'à placer un fusible dans le trajet HP et tout serait terminé. Mais nous avons préféré insérer un relais et le commander (indirectement) par un circuit appelé « protect ». Son double but – que nous détaillerons – étant de surveiller à la fois les deux branches d'alimentations continues de IC1, et l'absence (ou plutôt une « tolérance ») de continu sur OUT HP. C'est à ce stade que nous nous limiterons dans ces pages, mais le synoptique annonce l'étude de la



220V
F1 6,3 A
F2 6,3 A
TR1
51026
F3 3,15 A
C7 100nF
R16 22 10W
RL2
RL3
type 40
D10
D11
1N4004
+ RLA
D12
FB2506
C8 10000uF
C9 10000uF
CI1 MOS 248
V+
0V
IN
V-
RL1 B
type 40
D9
1N4004
HP1
BASSES OU L
cde HP ON "B"
HP
PROTECT "B"
VCC+5V
cde OK "B"
TR2
51026
F4 3,15A
C10 100nF
R17 22 10W
RL4
RL5
D13
D14
D15
C11 10000uF
C12 10000uF
CI2 MOS 248
RL1 M
+ RLHP
HP2
MEDIUM OU R
cde HP ON "M"
PROTECT "M"
cde OK "M"
TR3
41017
F5 3,15A
C13 100nF
R18 22 10W
RL6
RL7
D16
D17
D18
C14 10000uF
C15 10000uF
CI3 MOS 248
RL1 A
HP3
AIGUES OU MONO OU FREE
cde HP ON "A"
PROTECT "A"
cde OK "A"
IN "B"
IN "M"
IN "A"
FILTRE ACTIF
MONO
XLR "B"
XLR "M"
JACK "A"
logique cde
tempo ALL.
+ control
ALIM RLA/RLHP
ALIM 5V (LOGIQUE)
ALIMS AUDIO

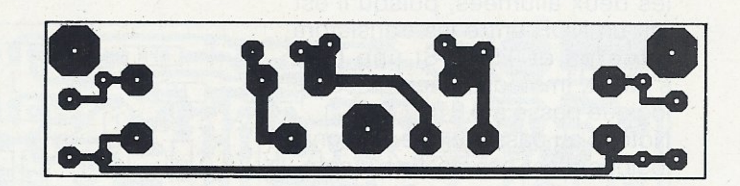
Figure 3

logique de commande et de temporisation des relais, ainsi que celle de gestion des voies d'entrées. Un simili schéma (en bas et à droite de la figure), donne une idée de ce qui devra être possible. Pour simplifier, nous avons adopté une représentation qui prend la forme d'un commutateur trois positions six circuits :
1- en position haute, les trois entrées s'adressent indépendamment à chaque ampli. Pour une petite formation, ce pourrait être 2 x 120 W salle + 60 W de retours, mais encore un tri-ampli précédé d'un filtre extérieur.
2- en position centrale, les deux voies « B » et « M » sont mises en mono sur la troisième. Cette configuration un peu particulière est extrêmement intéressante dans de nombreux cas, car elle offre un « retour » proportionnel à ce qui est diffusé sur les deux voies principales, notamment pour les prestations « en aveugle », c'est-à-dire quand le maître d'œuvre officie dans un local différent du lieu de diffusion principal. Un exemple parmi tant d'autres : vous êtes bien à l'abri dans votre régie habituelle, et vous diffusez en extérieur ! Un suivi des masters est alors possible, tout en gardant l'intégralité des chaînes de repérage, et ce sur un tout petit système, voire une installation domestique...
3- en position basse, cette fois un filtrage actif distribue une voie vers chaque ampli, pendant que les prises d'entrées se trouvent indifféremment IN/OUT, permettant ainsi des reports aisés vers d'autres amplis.
Pour l'instant, il nous faut déjà placer judicieusement trois ponts, trois transfos, six condensateurs de 10000 µF 63V, trois porte-fusibles, six relais et quelques autres bricoles, dans un minimum de place. C'est ce que nous allons faire immédiatement, pour nous débarrasser de cette tâche importante, mais peu voluptueuse ...

Transfos - alims

Nous n'allons pas vous empoisonner l'existence avec de la mécanique, mais un bref retour à la figure 2 est nécessaire. Nous avons coté au strict minimum la solution que nous avons retenue. Il sera très important de ne pas improviser sans réfléchir un tantinet, car les cartes de protection que nous verrons plus loin exploitent – au moins – les conditions de positionnement des condensateurs de filtrage, qui sont impérativement des C154 PHILIPS (faible encombrement). Observez bien les photographies, elles sont faites pour vous faciliter la tâche. Parmi les quelques règles que nous nous sommes imposées, viennent les impératifs électriques tels que le rayonnement des transfos (même si il est moindre avec des toriques il n'est pas nul), protection MAXIMALE contre un contact accidentel avec le 220 V, répartition des masses (poids) afin de tendre vers une sorte d'équilibre latéral de l'objet (à noter qu'un rack lourd fixé en baie sans les glissières latérales n'est pas raisonnable : vriller une face avant est vite fait), faciliter la maintenance (mot qui tend à disparaître du vocabulaire...), et se réserver quelques aisances personnelles pour un futur proche.
C'est ainsi que nous avons décidé de placer les transfos TR1 à TR3 verticalement, dans un fourreau central fait de tôle d'acier et de cornière alu. Nous en avons profité pour y fixer les trois porte-fusibles, les trois résistances R16 à R18 ainsi que les ponts D12, D15 et D18. Des passe-fils permettent de sortir les secondaires vers les ponts, et d'autres de ramener vers l'avant les primaires à commuter.
Pendant que nous y sommes, une précision concernant les couleurs des secondaires : le point milieu nécessite de relier le fil bleu au fil jaune. Le constructeur pourrait coller une étiquette sur la boîte afin d'éviter les recherches ! Jadis, quand on achetait un transfo de ce type, on avait droit à deux coupelles métal plus une entretoise adaptée, ainsi qu'une petite notice pour identifier les fils. Maintenant plus qu'une coupelle, plus d'entretoise ni de doc, bientôt plus de transfo...
Trois petits circuits imprimés portent les relais de commutation des primaires. Leur dessin est donné à la **figure 4**, et les photographies montrent qu'ils sont fixés à la plaque de fond par (chacun) trois colonnettes de 30 mm en nylon, et ce « la tête en bas ». Une fois les liaisons faites avec le 220V, cette disposition permet de protéger l'ensemble par un U d'alu de 25 x 50 x 25 mm qui évitera tout accident : le secteur étant entièrement emprisonné dans ce U et dans le fourreau. Seuls la prise extérieure et les fusibles F1/F2 sont encore à l'air libre. Les isoler avec de la gaine est une précaution indispensable à la sécurité d'un éventuel intervenant.
Nous constaterons que la logique de commande permettra de mettre en route HILPAC uniquement avec de la basse tension, ce qui présente de nombreux avantages.
Le câblage méritera d'être fait avec soin et rigueur. Nous avons prévu d'autoriser un basculement de la face arrière, donc laisser assez de mou pour ne pas l'interdire. Attention : la vis centrale qui fixe habituellement la face arrière au fond, tombe sous un ampli ! La déporter de quelques centimètres.





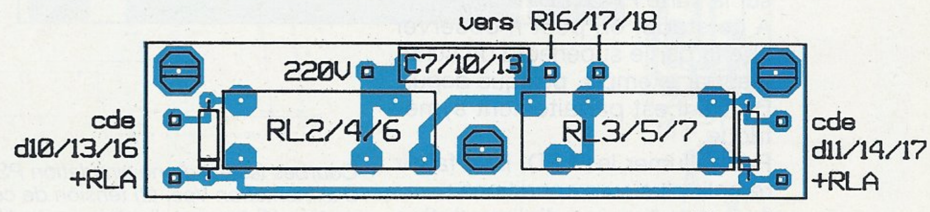


Figure 4

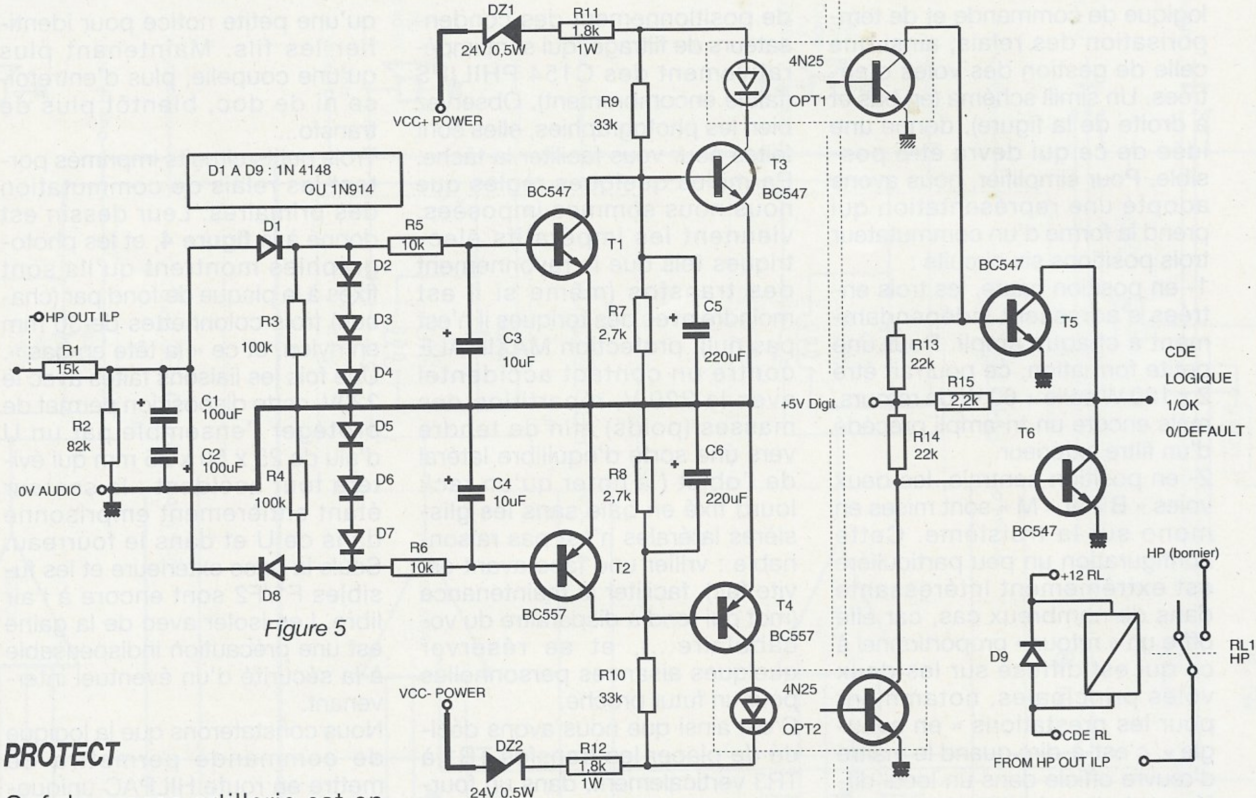


Figure 5

PROTECT

Ouf, la grosse artillerie est en place ! On va enfin pouvoir se consacrer à des choses plus intéressantes.

La **figure 5** présente le schéma que nous avons retenu pour assurer une partie des protections de HILPAC. Il est important de remarquer que – contrairement à la majorité des systèmes qu'il nous a été donné de voir – il n'existe aucun lien électrique entre la partie audio et celle que nous appellerons DIGIT. D'autre part, malgré son extrême simplicité, il est en mesure de surveiller les tensions d'alimentation de l'ampli auquel il est raccordé ainsi que l'absence de continu sur la ligne HP.

Le principe est le suivant : pour obtenir un signal logique 1 (5V) sur les collecteurs de T5, T6, il faut que les deux LED incorporées dans OPT1 et 2 soient toutes les deux allumées, puisqu'il est fait un NOR entre les transistors intégrés et T5/6. Si une LED s'éteint, immédiatement la sortie logique passe à 0.

Notons au passage que ce signal logique n'est pas destiné à commander directement RL1. Si ce dernier est sur le schéma, c'est qu'il est physiquement implanté sur la carte PROTECT.

A ce stade, on peut n'observer que la partie supérieure du schéma, par exemple, puisque depuis D1/D2 il est parfaitement symétrique.

Pour allumer les LED, il va falloir remplir plusieurs conditions :

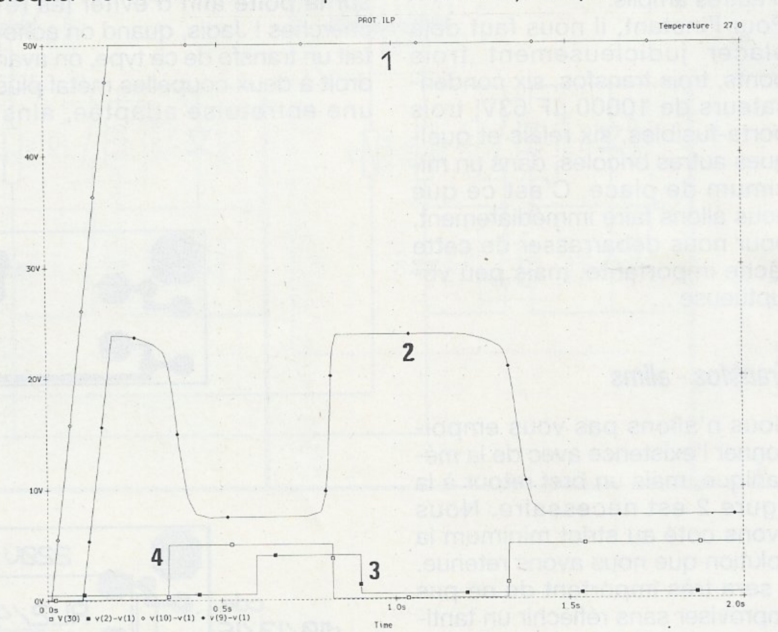
1- que la tension d'alimentation des amplis ait passé un certain seuil (environ 30 V), c'est le rôle de DZ1 pour la branche positive (DZ2 pour la négative).

2- qu'une légère tempo confirme cet état (environ 1s). C'est le temps de charge de C5.

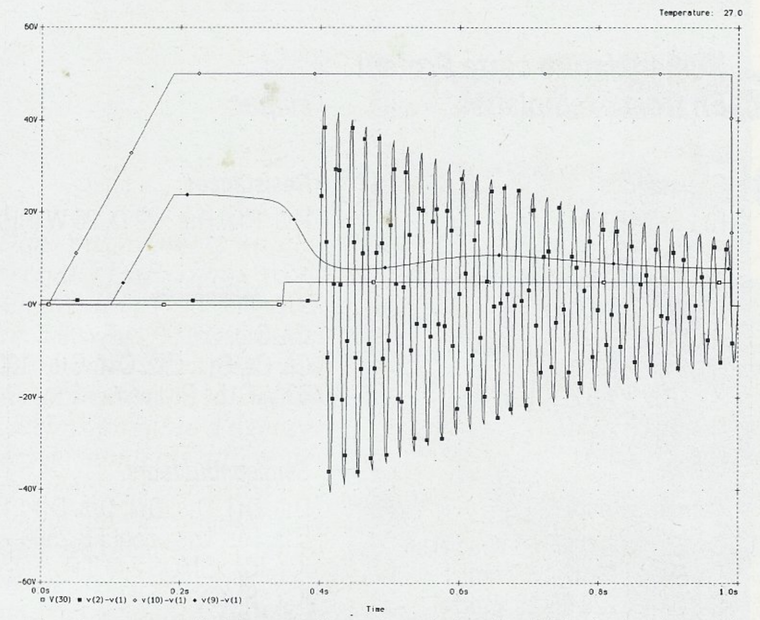
3- qu'aucune tension continue supérieure à 1,3 V environ (qu'elle soit positive ou négative par rapport au 0V de l'ampli), ne soit autorisée sur la ligne HP.

Pour cela, T1 et T2 sont prêts à bloquer T3 et T4 si le cas se présente (et donc à éteindre une des LED).

Un filtre passe-bas constitué de R1/R2/C1/C2 va exclure du système de redressement (D1/D8) toutes les fréquences audibles, afin de ne déclencher une « erreur » que pour du continu. Il ne faudrait pas, en effet, qu'une « pèche » de basse ne puisse passer... Des tests très vicieux ont été faits sur cette maquette (vous en verrez d'ailleurs quelques-uns sous forme de courbes). Le plus « dur »étant



Courbes issues d'une simulation PSPICE du circuit de protection. (1), tension d'alimentation Vcc, (2) tension de collecteur de T3, (3) tension de commande-sortie-, (4) tension d'entrée-sortie HP- créneau de 4 V.



Mêmes tensions que précédemment, sauf que la tension HP est une sinusoïde amortie de 50 V superposée à une tension continue de 1 V. Le circuit ne bronche pas, certitude qu'il n'y aura pas de déclenchement sur un coup de basse.

d'introduire un offset continu de 1V (comme si l'ampli était déjà en léger défaut) et d'envoyer en plus un « pain » de 45 Vcc à 32 Hz : la protection est restée de marbre. Par contre, dès que l'on dépasse 1,3 V, le signal d'erreur passe à 0 (et bien entendu le relais déconnecte les HPs de l'ampli), jusqu'à ce que tout soit rentré dans l'ordre pendant au moins une seconde.

Certains pourront (à juste raison) s'étonner de l'ajout de T5/T6. Si nous n'avons pas voulu « mélanger » les informations d'erreur, c'était uniquement pour offrir la possibilité de les récupérer en vue d'une analyse éventuelle. Un tel petit montage, à peine bricolé, pourrait en effet rendre de très grands services en maintenance ou en surveillance automatisée.

La construction de PROTECT est aussi simple que son schéma, comme le prouve la **figure 6**. Toutefois, quelques remarques sont nécessaires :

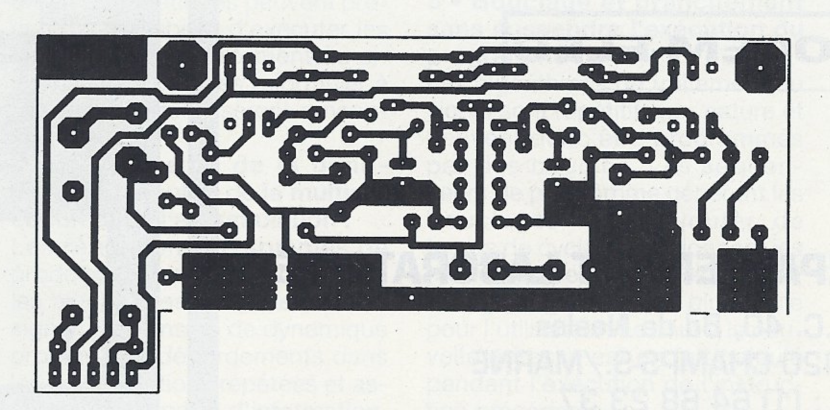
1- Une liaison par fil est à faire côté composants (+ 5V). C'est le trait qui se tortille sous OPT2, passe entre R14 et D8, etc..

2- La fixation fait appel à une astuce mécanique que montrent les photos : des cosses ont été ouvertes à la pince puis engagées dans le CI, refermées au marteau et soudées aux plans de cuivre. Avec quatre cosses de ce type vissées sur les condensateurs, rassurez-vous, la carte est bien maintenue, mais...

3- Il faudra bien choisir la bonne paire 0/-, suivant qu'il s'agit des amplis de 120 W ou celui de 60. En effet, les condensateurs sont plus proches l'un de l'autre pour IC3. Cette double implantation permet de reproduire le CI en trois exemplaires : seules les cosses diffèrent.

4- Le fil provenant de la sortie HP de l'ampli est soudé sur cosse (+ gaine) côté cuivre.

5- Les deux vis en coins de carte servent uniquement de butées repos sur le bord des ILP.



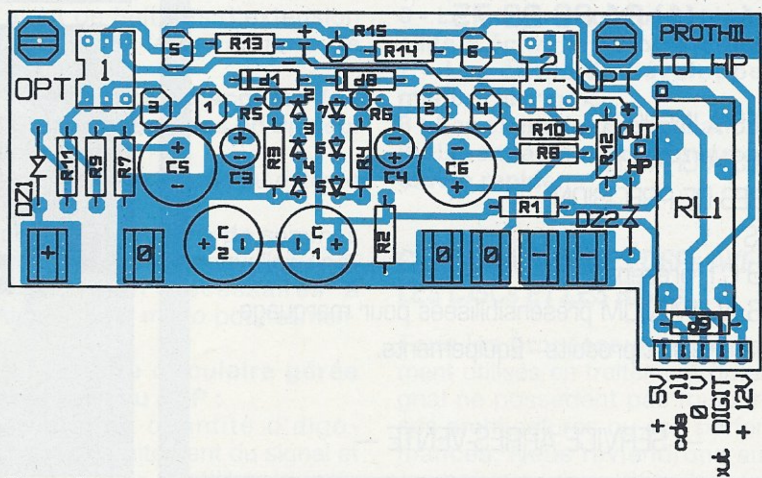


Figure 6

Mise en route

Il sera plus facile de lancer le système avec la gestion automatique des relais. Aussi, nous vous conseillons de faire tous les tests « primaires »: collage des relais d'alim (en surveillant à l'ohmmètre la ligne secteur et son isolement par rapport au châssis), alimentation réelle de chaque transfo et contrôle des tensions continues à vide, etc..

PROTECT peut facilement être contrôlé sur table : mettre deux LED dans les supports de OPT1 et OPT2, ce qui permettra de « voir » si la tension d'alim a passé ou non 30V (+/-), et avec une pile de 1,5V, de déclencher chaque branche de protection continue.

Bref, que tout soit prêt pour le mois prochain !

On observera une « combine » pour les fils devant rejoindre les ILP : nous avons préparé des boucles serties et soudées, afin d'autoriser un démontage-remontage aisé des amplis. En effet, ces derniers ne disposent que de picots (pour CI ?) de bonne section certes, mais qui ne sont pas très pratiques (les fils enroulés puis soudés se comportent très mal au démontage...).

Avec notre système de boucle, il suffira de mouiller au fer la soudure pour extraire le fil, avec assurance de pouvoir le replacer proprement et facilement.

Conclusion provisoire

Le mois prochain nous tâcherons d'être plus drôles... Profitez donc de ce délai pour faire du beau travail sans vous blesser ! A suivre.

Jean Alary



Nomenclature carte Protect En trois exemplaires

Résistances

R1 : 15 kΩ
R2 : 82 kΩ
R3, R4 : 100 kΩ
R5, R6 : 10 kΩ
R7, R8 : 2,7 kΩ
R9, R10 : 33 kΩ
R11, R12 : 1,8 kΩ, 1 W
R13, R14 : 22 kΩ
R15 : 2,2 kΩ

Condensateurs

C1, C2 : 100 µF, 63 V radial
C3, C4 : 10 µF, 25 V radial
C5, C6 : 220 µF, 25 V radial

Semiconducteurs

D1 à D8 : 1N914
D9 : 1N4004
DZ1, DZ2 : BZX55C 24 V
T1, T3, T5, T6 : BC547
T2, T4 : BC557
OPT1, OPT2 : 4N25

Divers

RL1 : relais 12 V type 40
connecteur HE14 5 pts

Hilpac

Résistances

R16, R17, R18 : 22 Ω, 25 W (RH25)

Condensateurs

C7, C10, C13 : 0,1 µF, 400 V
C8, C9, C11, C12, C14, C15 : 10000 µF, 63 V, C154 Philips

Semiconducteurs

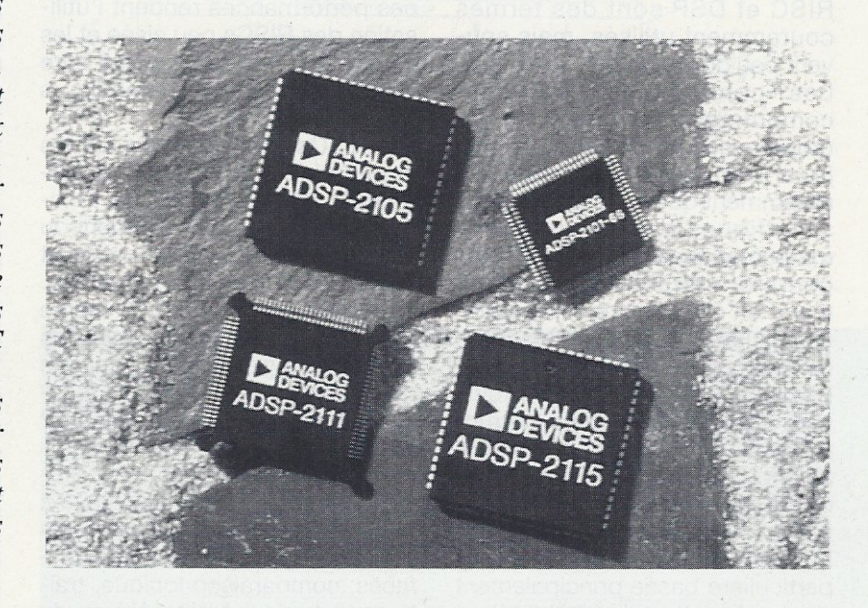
D10, D11, D13, D14, D16, D17 : 1N4004
D12, D15, D18 : pont FB 2506
IC1, IC2 : SMOS 248 ILP
IC3 : SMOS 128 ILP

Divers

TR1, TR2 : 51026 ILP
TR3 : 41017 ILP
RL2 à RL7 : relais 12 V type 40
F1 à F5 : porte fusible 5/20 chassis
Prises d'entrées, socle secteur, borniers HP, entretoises FF30 nylon (9).

Les DSPs Analog Devices

*Dans nos premiers articles consacrés aux DSPs, nous avons décrit en détail le TMS 320 C25. L'architecture de ce DSP contient les modules essentiels aux applications de traitement du signal. Il est toutefois possible d'agencer ces modules de manières différentes et d'obtenir des performances accrues, notamment en matière de rapidité d'exécution. Le temps d'exécution de l'instruction MAC (Multiply and accumulate), **figure 1**, est bien évidemment l'un des principaux critères de sélection car très utilisé dans les filtres numériques, mais il ne faut surtout pas oublier les autres que nous détaillons ci-après.*



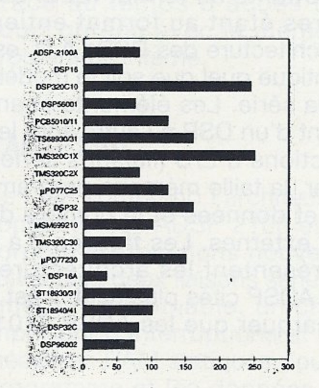


Figure 1 : Temps d'exécution de l'instruction de (MAC) multiplication avec accumulation de quelques DSPs.

1 • Opérations arithmétiques rapides et flexibles :
Un DSP doit exécuter la multiplication, la multiplication avec accumulation, les décalages de bits et les opérations arithmétiques et logiques standards en un seul et unique cycle micro. De plus, les unités arithmétiques peuvent procurer la possibilité d'exécuter les algorithmes de traitement du signal sans avoir à les reformuler à chaque fois qu'ils seront rencontrés.

2 • L'extension de la dynamique du résultat de la multiplication et de l'accumulation :
Les répétitions de sommes de produits sont très courantes dans les algorithmes de traitement du signal. L'extension de dynamique protège des débordements dans les accumulations répétées et assure aucune perte d'information. L'ajout de huit bits d'extension augmentera la dynamique de 48 dB.

3 • La capacité d'acquérir (de lire) deux opérandes en un seul cycle micro :
(de la mémoire interne ou externe au DSP).
Dans les répétitions de sommes de produits, deux nouvelles opérandes sont nécessaires à chaque cycle micro pour alimenter le MAC.

4 • Mémoire circulaire gérée par le hard du DSP :
Une grande quantité d'algorithmes de traitement du signal et en particulier les filtres numériques utilisent des mémoires circulaires pour stocker les coefficients de filtrage par exemple. La gestion de l'adressage de la donnée courante et le retour à la première valeur après avoir atteint la dernière sont en général automatiques.

5 • Bouclage et branchement sans suspendre l'exécution du programme :
Les algorithmes de traitement du signal sont répétitifs par nature et peuvent donc être programmés par des boucles. Les séquenceurs de programme générant les bouclages sans rajouter de temps de cycle micro donnent les meilleures performances au DSP et une programmation plus facile pour l'utilisateur. Le saut à la nouvelle adresse est en fait calculé pendant l'exécution de l'instruction précédente.

6 • Le jeu d'instructions et la facilité à écrire les programmes.

7 • Les outils de développement et leur prix.

8 • Les exemples d'applications indispensables à une mise en œuvre rapide.

COMPARAISON DES DSPs AVEC LES CISCs ET LES RISCs

Tous les processeurs couramment utilisés en traitement du signal ne possèdent pas toujours ces architectures ou ces performances. Nous reviendrons sur ces points au cours de la descrip-

tion des DSPs Analog Devices.
Avant d'entrer dans le vif du sujet, il ne sera certainement pas mauvais de faire quelques petits rappels concernant les diverses classes de processeurs existant sur le marché. En effet, les CISC, RISC et DSP sont des termes couramment utilisés, mais souvent peu ou vaguement maîtrisés.
Les «complex instruction set computers» (CISC) sont les microprocesseurs qui possèdent un jeu d'instructions très complet et notamment quelques instructions spécifiques à des traitements mathématiques sophistiqués. Ce genre d'instructions est gourmand en cycle micro et en surface silicium. De ce fait, les coûts de tels composants sont élevés. Les micros 68020 et 80386 tournant à 2 et 3 Mips (Méga instructions par seconde), et le 68040 à 20 Mips, font partie de cette catégorie. Les «reduced instruction set computers» (RISC) ont fait l'objet d'une étude marketing particulière basée principalement sur la réduction du coût tout en augmentant considérablement la vitesse d'exécution. Le domaine d'application visé de ces composants étant le calculateur standard, un recensement des instructions les plus utilisées dans ce cas a révélé qu'il était possible de se limiter à un jeu d'instructions très restreint et à un nombre limité de mode d'adressage. D'une manière générale, les caractéristiques spécifiques aux RISC sont les suivantes :

– un jeu d'instructions simple permettant de réaliser une opération donnée d'une seule et unique façon ;
– pas d'instruction pour la manipulation ou la modification de données directement en mémoire externe ;
– pas de microcode en interne ;
– un grand nombre de registres internes ;
– un grand nombre d'instructions travaillant sur trois registres. Deux registres source et un registre destination ;
– des modes d'adressage limités en nombre pour la lecture et l'écriture de données ;

De ce fait, la taille de silicium nécessaire à l'implémentation de ces quelques instructions a été très réduite par rapport aux CISCs et la rapidité s'est accrue grâce au compactage.
Quant au coût, il est proportionnel à la taille de silicium. Je vous laisse conclure. IBM, Matsushita, Intel avec les i960CA 80860 et 80960kA, Motorola avec le 88000, Nec avec les R2000 et R3000 proposent des RISCs capables de 40 Mips à 80 Mflops (méga floating point instructions par seconde).
Les limitations qui ont amené à ces performances rendent l'utilisation des RISCs peu aisée et les Américains n'hésitent pas à faire la remarque : «RISC technology is not without its risks.»
Les RISCs, étant orientés sur les applications générales, ne permettent pas de réaliser les fonctions principales du traitement du signal qui sont la multiplication et l'accumulation en un cycle micro. Les DSPs ont donc suivi le même principe d'optimisation que les RISCs mais pour une application dans le traitement du signal. Il résulte d'ailleurs que certains DSP demandent un code généré important et donc un temps d'exécution prohibitif lorsque l'on veut réaliser des fonctions d'ordre général du type gestion d'interfaces, comparaison logique, traitement de données au niveau du bit, etc. De plus les DSPs ont besoin d'être alimentés par deux données mémoire de provenances différentes et simultanément à chaque cycle micro. Ceci n'est pas implémenté dans les CISCs et les RISCs. Les DSPs sont optimisés pour accomplir leurs tâches le plus rapidement possible afin de maintenir un fonctionnement en temps réel dans le cadre de leurs applications.
Les applications temps réel des DSPs ont conduit l'utilisateur à optimiser sa programmation aussi bien en taille qu'en vitesse. Ceci impose donc de programmer en assembleur pour que les performances de l'application soient atteintes. Il est souvent indispensable de recoder plusieurs fois les boucles critiques en temps, afin d'obtenir le résultat souhaité.

LES DSPs ANALOG DEVICES (AD)

Analog Devices propose au jour d'aujourd'hui les processeurs de traitement du signal référencés ADSP 2100, ADSP 2100A, ADSP 2101, ADSP 2102, ADSP 2105, ADSP 2111 ; ADSP 21010 et ADSP 21020. L'ADSP 21020 est le premier DSP monochip d'Analog Devices à posséder une unité arithmétique et un MAC en virgule flottante au format IEEE. Les autres étant au format entier.
L'architecture des DSPs A.D. est identique quel que soit le modèle de la série. Les éléments changeant d'un DSP à l'autre sont les fonctions d'E/S (liaisons série), timer, la taille mémoire programme et données et le nombre de bus externes. Les **figures 2** à **6** représentent les architectures des ADSP cités plus haut. Il est à remarquer que les ADSP 2101,

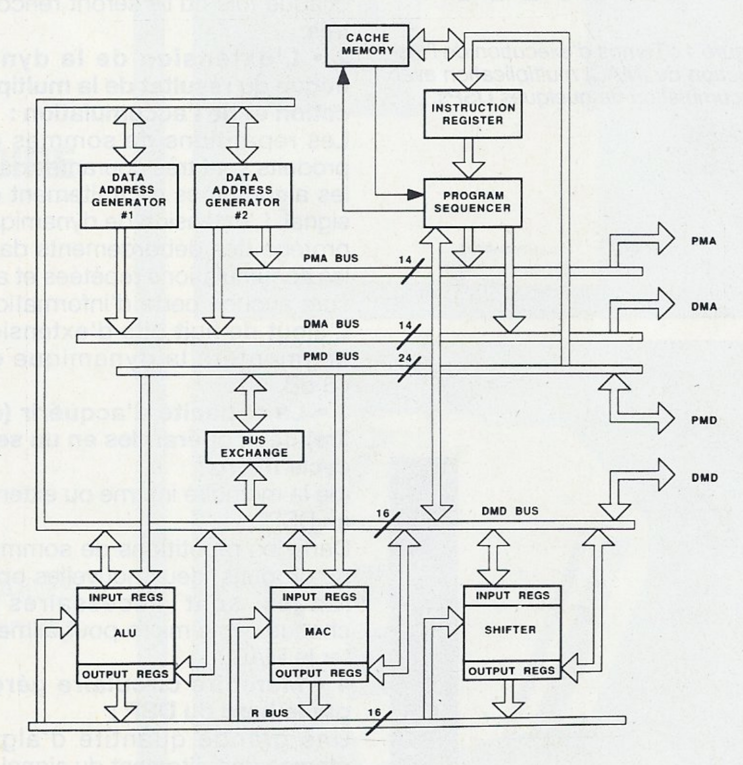


Figure 2 : Architecture de l'ADSP 2100.

2102, 2105 et 2111 incorporent exactement l'architecture de base de l'ADSP 2100. Nous voyons très nettement sur la figure 6 que l'ADSP 21020 possède exactement la même structure de base à la différence près du format des données traitées. Le premier DSP d'Analog Devices, l'ADSP 2100, version microprocesseur sort tous ses bus du composant.
Du fait de l'absence totale de mémoire interne, aussi bien en mémoire programme qu'en mémoire de données, les performances en vitesse obtenues par le pipeline et donc le parallélismes des opérations de lecture de code et de transfert de données mémoire, ne peut être obtenu que si les mémoires programme et données utilisent des bus distincts. La grande nouveauté dans l'architecture microcontrôleur de l'ADSP 2101 réside dans le fait que la mémoire cache existant dans l'ADSP 2100 a été supprimée grâce au temps d'accès très court obtenu avec la mémoire programme interne.

L'ADSP 2101

Ce DSP comprend l'architecture complète de l'ADSP 2100 et incorpore les fonctions nouvelles suivantes : deux liaisons série, un timer programmable, un choix important d'interruptions et des mémoires RAM statiques pour le programme et les données. La technologie de fabrication utilisée pour ce DSP est du CMOS 1µm à deux niveaux de métallisation. Ceci permet un fonctionnement à 16 MHz et comme toutes les instructions sont exécutées en un seul cycle micro l'unité centrale tourne à 16 Mips. La consommation en fonctionnement est de 450 mW et de 80 mW en mode standby.

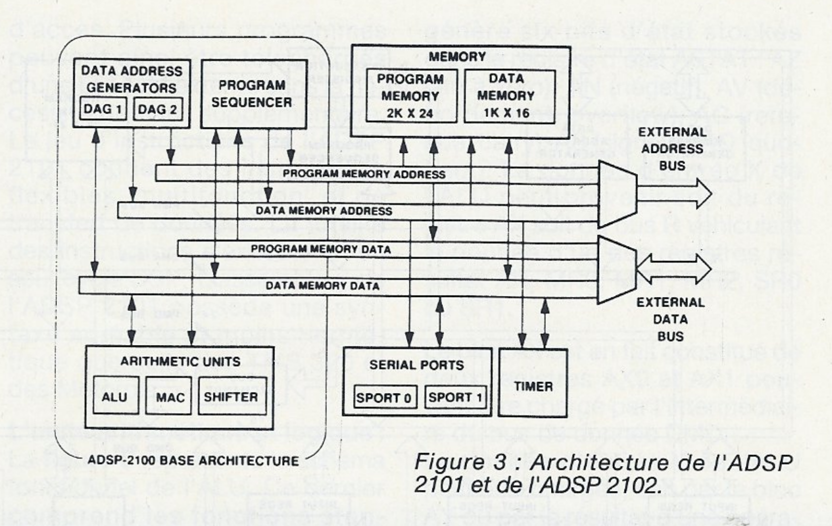


Figure 3 : Architecture de l'ADSP 2101 et de l'ADSP 2102.

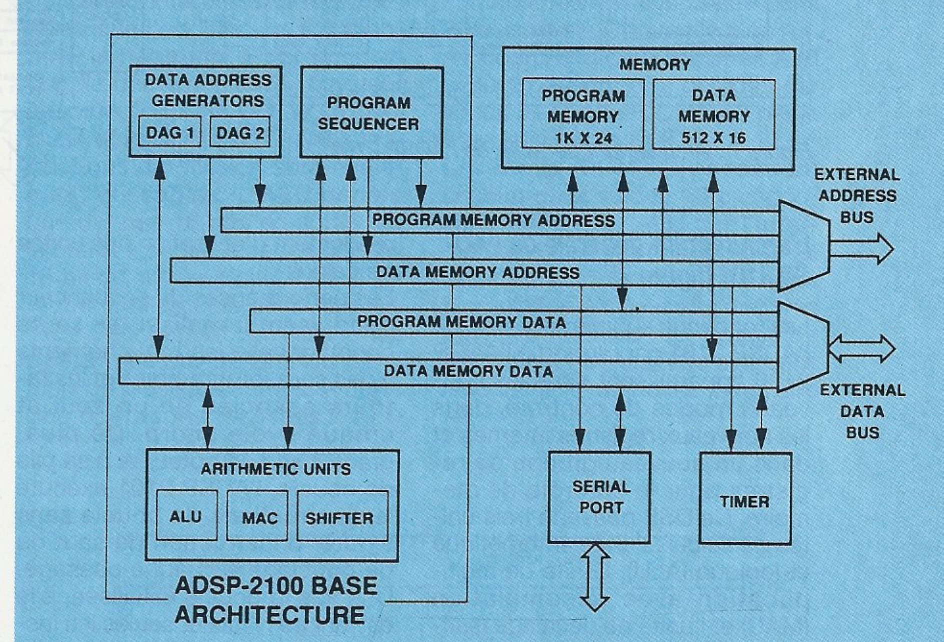


Figure 4 : Architecture de l'ADSP 2105.

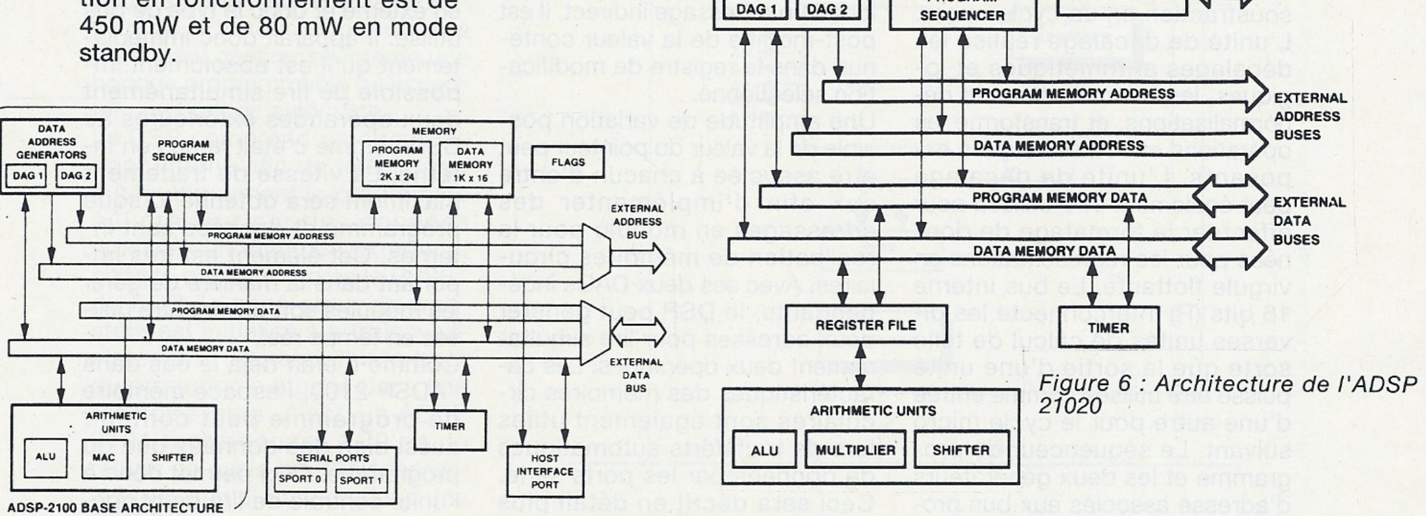


Figure 5 : Architecture de l'ADSP 2111.

Figure 6 : Architecture de l'ADSP 21020

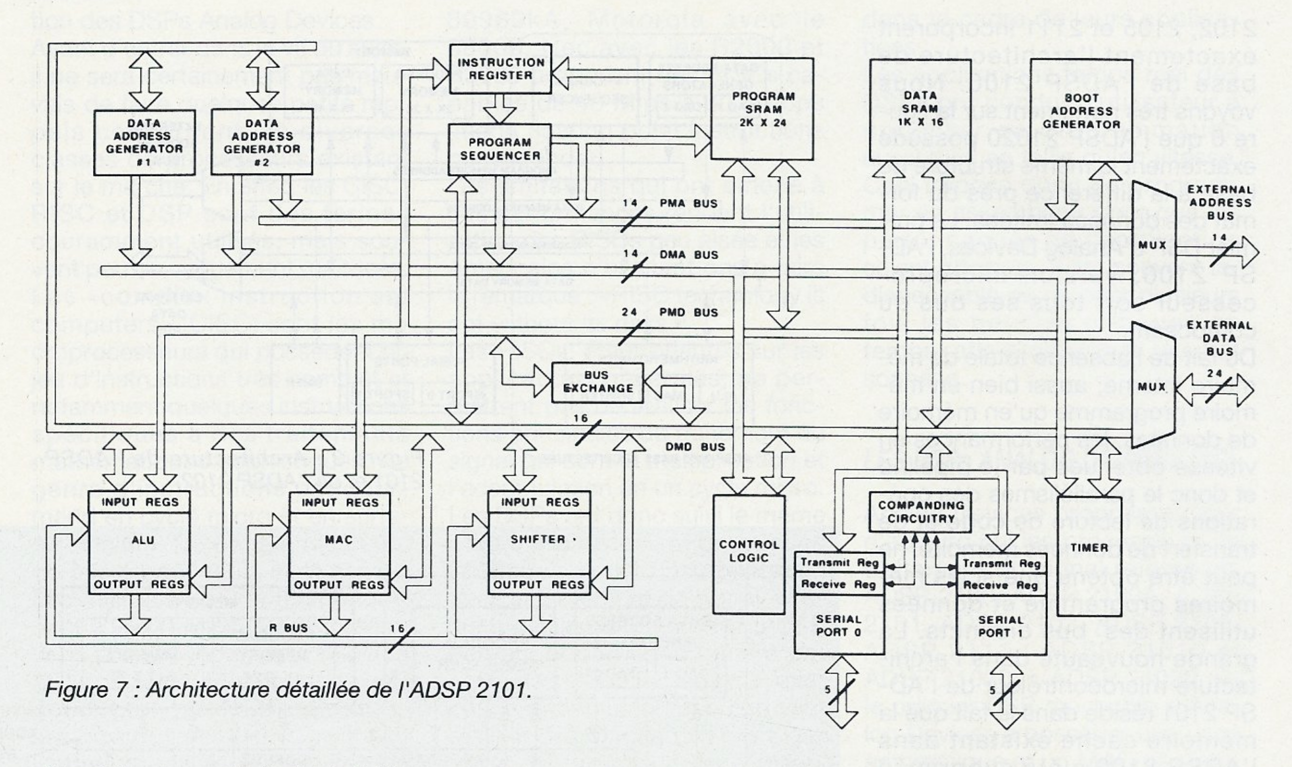


Figure 7 : Architecture détaillée de l'ADSP 2101.

L'architecture générale de l'ADSP 2101 (figure 7)

Les fonctions supplémentaires de l'ADSP 2101 par rapport à l'ADSP 2100 apparaissent dans les nouveaux modes de contrôle, dans les nouveaux registres internes et dans un nouveau groupe de registres pour le contrôle de mémoire. Ce DSP possède trois unités de calcul : l'unité arithmétique et logique (ALU), l'unité de multiplication avec accumulation (MAC) et l'unité de décalage (shifter). Ces unités de calcul opèrent directement sur des données de 16 bits et peuvent supporter des calculs en multiprécision.
L'ALU réalise les opérations arithmétiques et logiques standards ainsi que la division. Le MAC implémente la multiplication avec addition et la multiplication avec soustraction en un cycle micro. L'unité de décalage réalise les décalages arithmétiques et logiques, les normalisations et dénormalisations, et transforme les opérations effectuées sur les exposants. L'unité de décalage peut également être utilisée pour effectuer le formatage de données pour les représentations en virgule flottante. Le bus interne 16 bits (R) interconnecte les diverses unités de calcul de telle sorte que la sortie d'une unité puisse être utilisée comme entrée d'une autre pour le cycle micro suivant. Le séquenceur de programme et les deux générateurs d'adresse associés aux bus programme et données optimisent le rendement d'utilisation des unités de calcul.
Les performances du séquenceur conduisent à réaliser les sauts conditionnels, les branchements à des sous-programmes et les retours associés en un seul et unique cycle micro. De plus, grâce à son compteur et à sa pile de boucle, l'ADSP 2101 exécute les instructions de boucle sans ajouter d'instruction de saut ou de bouclage à chaque passage. Une fois la boucle initialisée, elle est lancée N fois et seules les instructions la constituant sont consommatrices de cycle micro.
Les générateurs d'adresse (DAGs) mettent à jour les pointeurs d'adresse à chaque cycle. Chacun des deux DAGs réactualise ses quatre pointeurs. A chaque fois qu'un pointeur est utilisé pour accéder à une donnée lors d'un adressage indirect, il est post-modifié de la valeur contenue dans le registre de modification sélectionné.
Une amplitude de variation possible de la valeur du pointeur peut être associée à chacun d'entre eux afin d'implémenter des adressages en modulo pour la réalisation de mémoires circulaires. Avec ses deux DAGs indépendants, le DSP peut générer deux adresses pour lire simultanément deux opérandes. Les caractéristiques des mémoires circulaires sont également utiles lors de transferts automatiques de données par les ports série. Ceci sera décrit en détail plus loin.
Dans tous les microprocesseurs, les transferts de données sont à l'origine des limitations de vitesse de traitement. Pour éviter cela, les DSPs Analog Devices utilisent cinq bus internes :
- le bus d'adresses de la mémoire programme (PMA) ;
- le bus de données de la mémoire programme (PMD) ;
- le bus d'adresses de la mémoire de données (DMA) ;
- le bus de données de la mémoire de données (DMD) ;
- et le bus résultat (R).

Les deux bus d'adresses internes (PMA et DMA) partagent un seul et unique bus d'adresses externe qui est multiplexé suivant le type de transfert à effectuer. Il en est de même pour les bus de données (PMD et DMD). Trois signaux externes permettent d'indiquer l'espace mémoire utilisé en externe et donc le type de bus utilisé. Il apparaît donc immédiatement qu'il est absolument impossible de lire simultanément deux opérandes extérieures au DSP comme c'était le cas en interne. La vitesse de traitement maximum sera obtenue lorsque programme et données sont internes. Cet élément est très important dans la manière de gérer les modules soft devant être utilisés en temps réel.
Comme c'était déjà le cas dans l'ADSP 2100, l'espace mémoire de programme peut contenir aussi bien des données que du programme. Ceci permet donc à l'unité centrale de lire deux opérandes dans un seul cycle micro,

l'un venant de la mémoire programme et l'autre de la mémoire de données. Grâce au temps d'accès très court de la mémoire de programme interne, l'ADSP 2101 est capable de lire une opérande et l'instruction suivante dans la mémoire programme en un seul cycle (ceci élimine donc la nécessité de la mémoire cache qui existait dans la version microprocesseur ADSP 2100).

La gestion des bus externes du DSP autorise l'interfaçage avec des mémoires et des périphériques lents. Un système de temps d'attente (wait state) programmable donne la souplesse nécessaire à cet environnement. Le contrôle des bus externes peut être géré par un autre processeur ou à un DMA, par exemple, par l'intermédiaire des signaux BR et BG (bus request et bus grant). Un des modes d'exécution de l'ADSP 2101 permet de continuer l'exécution du programme en interne jusqu'à ce que le DSP ait besoin lui aussi du bus externe occupé par ailleurs. Le programme est alors suspendu jusqu'à la libération des bus. L'autre mode d'exécution possible consiste à suspendre l'exécution du programme jusqu'à ce que les bus externes soient libérés.

L'ADSP 2101 gère six interruptions. Un maximum de trois d'entre elles peuvent être générées extérieurement au DSP et configurées pour être actives sur front ou sur niveau. Les interruptions internes peuvent être générées par le timer et les ports série (SPORTS). L'éternel master RESET est bien sûr présent.

Les deux ports série donnent un interfaçage série complet avec un management hard et une grande variété de format de données pour la transmission et la réception de données. Chacun des ports peut générer en interne une horloge programmable ou accepter une horloge extérieure.

Le DSP comprend un circuit de boot interne afin de télécharger automatiquement le programme à l'intérieur par des données stockées en mémoire externe et ce byte par byte. Après le RESET du DSP, le générateur de wait-state est initialisé sur trois wait-states afin de permettre le boot du programme stocké dans une mémoire lente. Ainsi, un ADSP 2101 fonctionnant à 80 ns de temps de cycle peut télécharger le programme contenu dans une EPROM de 250 ns de temps d'accès. Plusieurs programmes peuvent ainsi être téléchargés d'une EPROM externe sans la nécessité de hard supplémentaire.

Le jeu d'instructions de l'ADSP 2101 contient des instructions flexibles, multifonction, et de transfert de données. La totalité des instructions s'exécute en un seul cycle DSP. L'assembleur de l'ADSP 2101 possède une syntaxe agréable et moins hermétique que celle des TMS 320 et des Motorola.

L'unité arithmétique et logique :

La **figure 8** représente le schéma fonctionnel de l'ALU. Ce dernier comprend les fonctions standards arithmétiques et logiques telles que l'addition, la soustraction, la négation, l'incrémentation, la décrémentation, la valeur absolue, le ET, le OU, le OU exclusif et le NON (NOT). Deux instructions de division sont également utilisables. L'ALU génère une donnée 16 bits en sortie sur le bus R à partir de deux données 16 bits d'entrée X et Y. L'ALU effectue ses calculs avec retenue (AC). Ceci permet de réaliser des opérations sur 32 bits ou plus, mais en plusieurs étapes. A partir des opérations réalisées, l'ALU génère six bits d'état stockés dans le registre d'état ASTAT : AZ (alu à zéro), AN (négatif), AV (débordement, overflow), AC (retenue, carry), AS (signe) et AQ (quotient). La donnée d'entrée X de l'ALU peut provenir soit du registre AX soit du bus R véhiculant la donnée d'un des registres résultat AR, MR0, MR1, MR2, SR0 ou SR1.

Le bloc AX est en fait constitué de deux registres AX0 et AX1 pouvant être chargé par l'intermédiaire du bus de donnée DMD.

La donnée d'entrée Y de l'ALU peut être chargée, soit par le bloc AY ou par le résultat d'une opération antérieure sauvegardée dans le registre AF. Comme le bloc AX, AY comprend deux registres AY0 et AY1 pouvant être chargés par le bus de données DMD ou par le bus programme PMD.

Les blocs AX et AY possèdent chacun deux sorties 16 bits pouvant alimenter l'ALU par l'intermédiaire des entrées X ou Y. La deuxième sortie d'un des deux blocs AX ou AY peut être envoyée sur le bus DMD. La sortie de l'ALU peut être stockée soit dans le registre AF soit dans le registre AR.

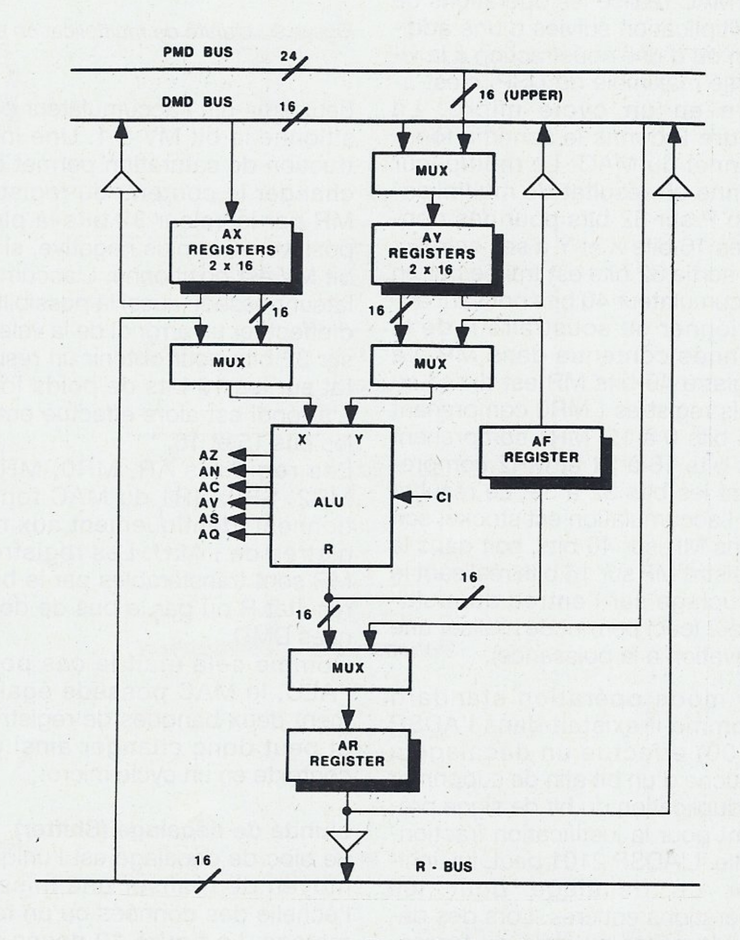


Figure 8 : L'unité arithmétique et logique.

Le registre AR est doté d'une fonction de saturation permettant de le forcer à la valeur la plus positive ou la plus négative en cas de débordement du calcul réalisé par l'ALU. Le mode «saturation» est validé par le positionnement d'un bit du registre d'état des modes de fonctionnement (MSTAT). Le registre AR peut être transféré via le bus résultat R, ou via le bus de données DMD. Il peut d'autre part être chargé soit par l'intermédiaire du bus DMD, soit par le résultat du calcul effectué par l'ALU.
Comme indiqué sur la figure 8 par les parties ombrées, l'ALU possède deux banques de registres. Chacune d'entre elles possède tous les registres décrits précédemment (AX0, AX1, AY0, AY1, AF et AR). Une seule de ces deux banques n'est accessible à la fois. Leur présence permet de changer de contexte très rapidement en positionnant un bit du registre d'état des modes de fonctionnement (MSTAT). Il est très intéressant d'utiliser cette commutation de contexte dans les sauts à des programmes d'interruption ou lors de traitement multitâche.

Le multiplieur avec accumulation (MAC)

Le MAC réalise les opérations de multiplication suivies d'une addition ou d'une soustraction à la vitesse maximale du DSP, c'est-à-dire en un cycle micro. La **figure 9** donne le schéma fonctionnel du MAC. Le multiplieur donne un résultat de multiplication P sur 32 bits pour des données 16 bits X et Y à ses entrées. La sortie 32 bits est traitée par un accumulateur 40 bits pouvant additionner ou soustraire P de la donnée contenue dans MR. Le registre 40 bits MR est divisé en trois registres : MR0 comprenant les bits 0 à 15, MR1 comprenant les bits 16 à 31 et MR2 comprenant les bits 32 à 39. Le résultat de l'accumulation est stocké, soit dans MR sur 40 bits, soit dans le registre MF sur 16 bits réalisant le bouclage sur l'entrée du multiplieur (ceci permet de réaliser une élévation à la puissance).

Le mode opération standard (comme il existait dans l'ADSP 2100) effectue un décalage à gauche d'un bit afin de supprimer la duplication du bit de signe présent pour la justification fractionnelle. L'ADSP 2101 peut, lui, inhiber ce décalage pour les opérations entières. Lors des débordements au-delà du trente-deuxième bit, l'accumulateur positionne le bit MV à 1. Une instruction de saturation permet de changer le contenu du registre MR par la valeur 32 bits la plus positive ou la plus négative, si le bit MV est positionné. L'accumulateur possède aussi la possibilité d'effectuer un arrondi de la valeur sur 32 bits pour obtenir un résultat sur les 16 bits de poids fort. L'arrondi est alors effectué entre les bits 15 et 16.
Les registres AR, MR0, MR1, MR2, SR0, SR1 du MAC fonctionnent identiquement aux registres de l'ALU. Les registres MR sont transférables par le bus résultat R ou par le bus de données DMD.
Comme cela était le cas pour l'ALU, le MAC possède également deux banques de registres et peut donc changer ainsi de contexte en un cycle micro.

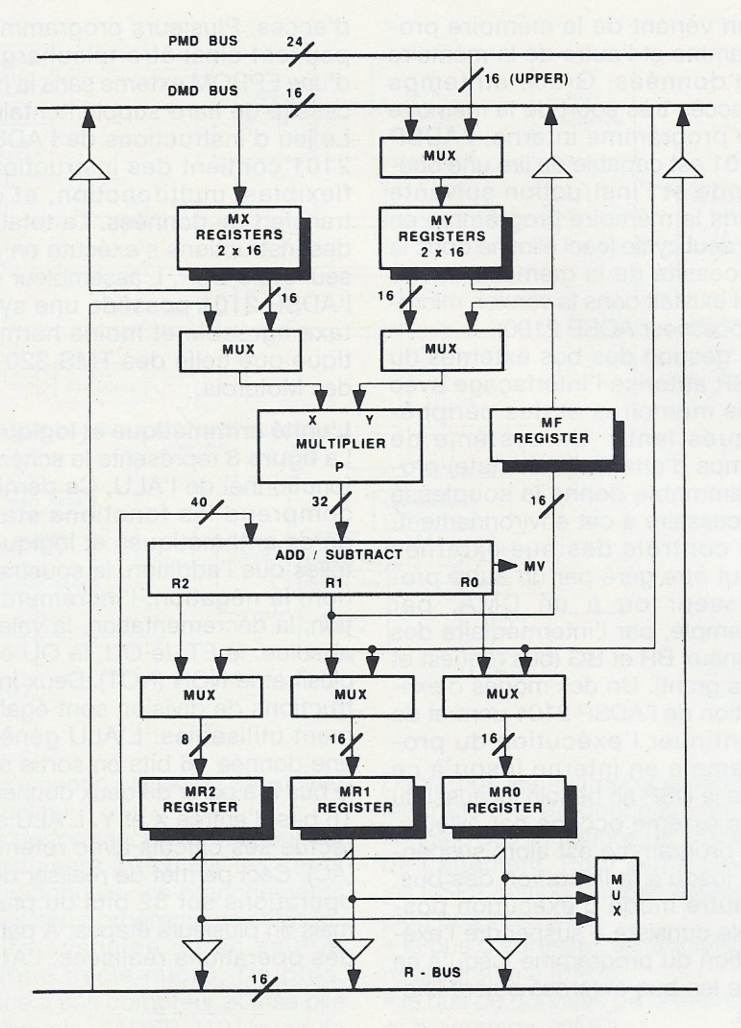


Figure 9 : L'unité de multiplication avec accumulation MAC.

L'unité de décalage (Shifter)

Le bloc de décalage est l'unique moyen de réaliser une mise à l'échelle des données ou un formatage. La **figure 10** donne un schéma fonctionnel de ce bloc. L'unité de décalage peut être divisée en plusieurs parties : le registre à décalage (shifter array), la logique OR/PASS, le détecteur d'exposant et le comparateur logique d'exposant. Les fonctions de base réalisables avec l'unité de décalage sont donc les suivantes : les décalages arithmétiques, les décalages logiques, les normalisations, les dénormalisations, les formatages en exposant et en bloc d'exposant.
Le registre à décalage est un registre 32 bits dont le chargement n'est accessible que par une entrée sur 16 bits. Cette entrée sur 16 bits peut être placée sur les 16 bits de poids faible ou fort.
Un décalage arithmétique étend le signe de la donnée à gauche à sa sortie. Le décalage logique étendra la donnée avec des zéros à gauche.
Le positionnement de la donnée 16 bits dans le registre à décalage 32 bits est programmé par le code de contrôle (C) et par le signal de référence HI/LO. Le code de contrôle peut venir de l'une

des trois sources suivantes : directement de l'instruction à exécuter lorsqu'une opération de décalage arithmétique ou logique en immédiat est demandée, du registre SE lors d'une dénormalisation, ou du complément à 1, et du registre SE lors d'une normalisation. Les entrées de l'unité de décalage peuvent provenir du registre 16 bits SI ou bien de l'une des sorties des unités de calcul via le bus résultat R. Les 32 bits de sortie de l'unité de décalage sont envoyés sur le bloc OR/PASS pour subir un OU logique avec le registre double SR avant d'y être stocké ; ou bien être directement stocké dans SR sans opération. SR est divisé en deux registres SR0 (bits 0 à 15) et SR1 (bits 16 à 31) afin d'interfacer le bus résultat R qui ne comporte que 16 bits, ou bien d'être envoyé sur le bus de données, DMD qui, lui aussi, ne comprend que 16 bits.

L'entrée de l'unité de décalage peut également être envoyée sur le bloc détecteur d'exposant. Ce bloc détermine le nombre de bits de signe redondants dans la partie haute de la donnée afin de pouvoir réaliser les décalages nécessaires à l'obtention d'une donnée signée (un seul bit de signe) ayant tous ses bits significatifs à partir du signe. C'est la mantisse. Le nombre de décalages à réaliser est l'exposant en base 2 et est stocké dans le registre SE (afin d'effectuer les opérations de normalisation), ou bien envoyé à la logique de comparaison d'exposants. Cette dernière sauvegarde la valeur d'entrée dans SB si elle est supérieure à son ancienne valeur. De cette manière, l'unité de décalage pourra rechercher la donnée la plus grande d'un tableau.

L'unité de décalage possède les registres suivants : SI, SE, SB et SR. Tous ces registres sont chargeables et consultables via le bus de données DMD. Le registre SR peut également être consulté par le bus résultat R. Au même titre que l'ALU et le MAC, l'unité de décalage possède deux banques de registres pouvant être commutées en un cycle micro pour changement de contexte. La banque active est déterminée par un bit du registre d'état MSTAT.

Le générateur d'adresses (DAG)

La **figure 11** décrit le schéma fonctionnel de ce générateur. Les générateurs d'adresses DAGs permettent de réaliser les adressages indirects pour les transferts de données dans les mémoires programmes et données. L'ADSP 2101 possède deux DAGs entièrement indépendants. Le transfert simultané de deux opérandes est donc rendu possible. Par contre, l'un doit être situé dans la mémoire programme et l'autre dans la mémoire de données. Les deux générateurs d'adresses

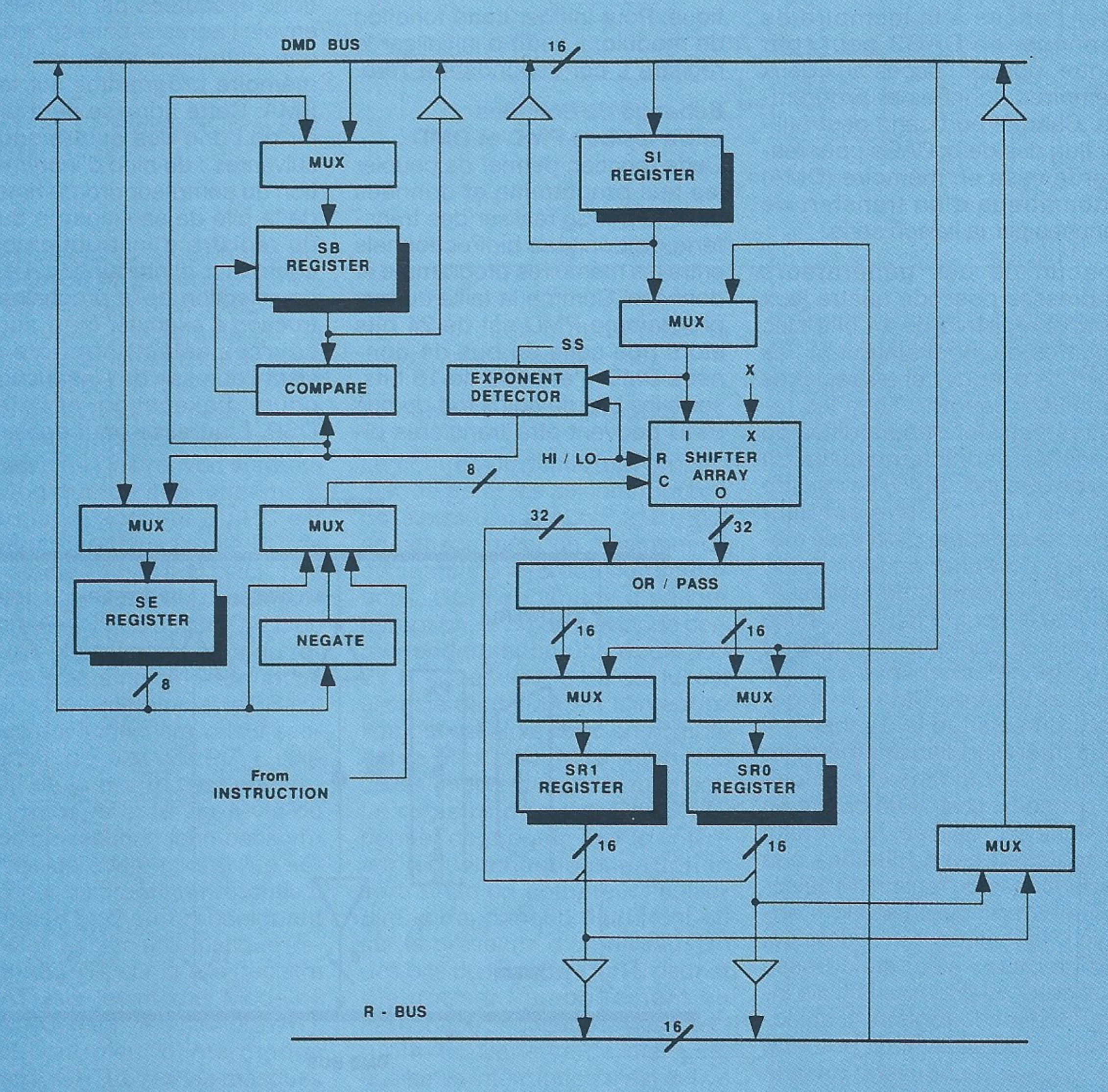


Figure 10 : L'unité de décalage.

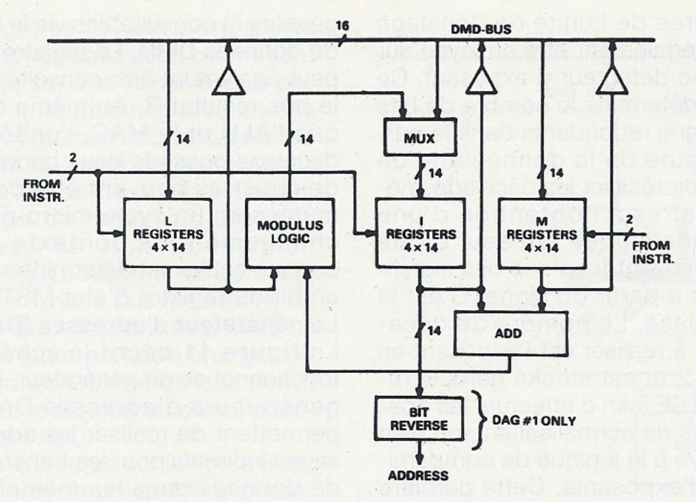


Figure 11 : La génération d'adresses.

sont identiques mis à part que le DAG1 possède l'option de réaliser un renversement de bits sur l'adresse de sortie (une valeur d'adresse d'entrée 10110 deviendra 01101 après renversement, on pourrait appeler cela un miroir ou une symétrie). Le DAG1 ne peut générer d'adresses que pour l'accès à la mémoire de données. Le DAG2 peut, par contre, donner l'accès aux deux mémoires données et programme. Chaque port série peut utiliser l'un des deux DAGs pour réaliser la mise en mémoire (DMA) automatique d'un transfert de données par la liaison série.

Chacun de ces générateurs d'adresses possède quatre jeux de trois registres de 14 bits : les registres de modification M, les registres d'index I et les registres de taille L (length). Tous les registres peuvent être modifiés ou consultés par l'intermédiaire du bus de données DMD. Le registre d'index I sélectionné contient l'adresse courante de la case mémoire à consulter ou à modifier. Lors de l'utilisation de l'adressage indexé, pour le transfert d'une donnée, le contenu du registre I sélectionné est envoyé sur l'un des bus PMA ou DMA. Tout dépend où se situe la donnée qui nous intéresse dans la mémoire programme ou dans la mémoire de données. Une fois l'opération de transfert réalisée, le contenu du registre I est additionné à la valeur signée du registre M sélectionné. Le résultat est alors envoyé à la logique de modulo qui corrige cette valeur si l'adresse ainsi obtenue dépasse la taille indiquée dans le registre L sélectionné. L'adresse ainsi obtenue est stockée de nouveau dans le registre I. L'ADSP associe un registre L à chacun des registres I. Cette logique de modulo permet donc l'implémentation de tableaux circulaires en mémoire. Cette possibilité de gestion de buffers circulaires peut être également utilisée par le port série dans le mode de fonctionnement avec «buffer» tournant automatique. Pour inhiber cette fonction de modulo, il suffit d'initialiser le registre L correspondant à zéro.

Echange de données entre les bus PMD et DMD

Cette fonction permet de coupler les bus programme et données dans le but de réaliser des transferts de données bidirectionnels entre les mémoires programme et données. Comme la taille du bus programme PMD est de 24 bits alors que celle du bus de données DMD n'est que de 16 bits, seuls les bits de poids fort du bus PMD peuvent être transférés directement. Un registre intermédiaire PX est chargé avec les huit bits restants pour permettre de les récupérer dans un deuxième temps (ce registre peut être préalablement chargé lors d'un transfert du bus 16 bits vers le bus 24 bits). PX peut être directement chargé ou lu lorsque les 24 bits sont nécessaires. La structure de cet échangeur de données est représentée **figure 12**.

Le séquenceur de programme

Le séquenceur de programme incorpore des mécanismes puissants et flexibles pour contrôler le déroulement du programme. Il s'agit plus particulièrement des bouclages sans cycle perdu, des branchements conditionnels ou inconditionnels en un seul cycle, et de la gestion automatique des interruptions. La **figure 13** donne la représentation fonctionnelle du séquenceur de programme. La logique de séquencement a pour but de contrôler le flot d'instructions exécutées par le DSP. Elle envoie l'adresse correspondant à une instruction exécutable de la mémoire programme sur le bus PMA. Cette adresse peut provenir de l'une des quatre sources suivantes : du bloc d'incrémentation du compteur programme PC, de la pile de sauvegarde du PC, du registre d'instruction ou du contrôleur d'interruption. Le bloc de sélection de la prochaine instruction à exécuter (next address sources sélect) contrôle d'où vient l'adresse de l'instruction en cours d'exécution, et l'état du DSP. L'adresse peut également

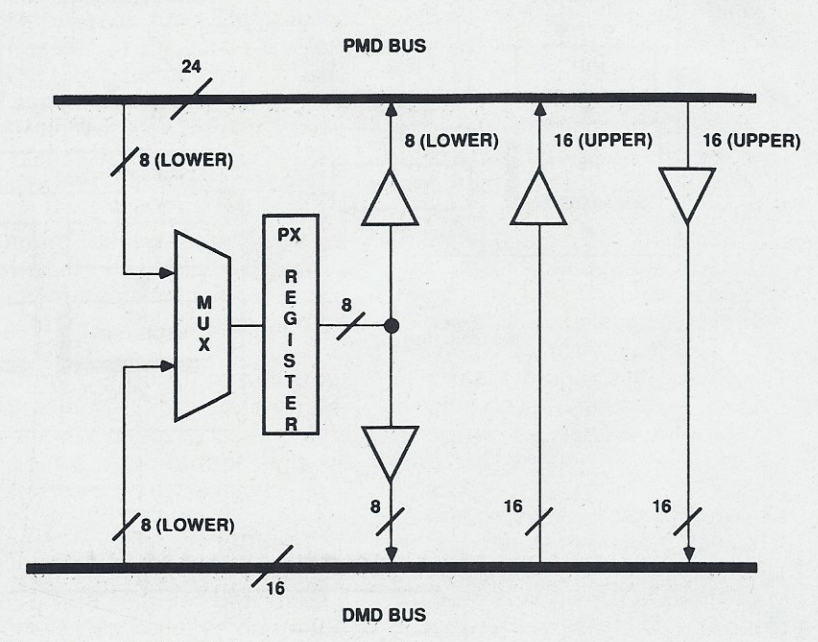


Figure 12 : L'unité d'échanges de données.

DMD BUS
16
COUNT STACK 4 X 14
COUNTER LOGIC
MUX
DOWN COUNTER
CE OUT
14
CONDITION CODE (4 bits)
ADDRESS of JUMP (14 bits)
FUNCTION FIELD
ADDRESS of LAST INSTRUCTION in LOOP (14 bits) & TERMINATION CONDITION (4 bits)
From INSTRUCTION REGISTER
18
LOOP STACK 4 X 18
4
STATUS STACK 4 X 16
STATUS LOGIC
MUX
STATUS REGISTERS
ARITHMETIC STATUS
CONDITION LOGIC
2
LOOP COMPARATOR
14
16
4 (mask)
INTERRUPT CONTROLLER
IRQ0-3
PC STACK 16 X 14
PROGRAM COUNTER
INCREMENT
MUX
NEXT ADDRESS SOURCE SELECT
NEXT ADDRESS MUX
PMA BUS
14

Figure 13 : Le séquenceur de programme.

venir d'une cinquième origine qui est le DAG2 lorsqu'un saut indirect via un registre est exécuté.
Le compteur programme PC de 14 bits contient l'adresse de l'instruction en cours d'exécution. La sortie du PC est envoyée vers le bloc d'incrémentation qui génère l'adresse de l'instruction suivante si la logique de séquencement l'autorise. La valeur du PC est sauvegardée dans la pile PC de 16 mots de 14 bits (PC stack 16 x 14) lors d'un saut à un sous-programme par l'instruction CALL ou par une interruption. Lors du retour du programme d'interruption ou du sous-programme, le PC est chargé par la dernière valeur sauvegardée dans la pile PC. L'utilisation de la pile PC est entièrement transparente vis-à-vis du temps d'exécution (non consommatrice de cycle micro). Le séquenceur de programme contient six registres d'état renseignant sur l'état du bloc arithmétique (registre ASTAT), sur la pile (registre SSTAT), sur les modes Mode de fonctionnement (registre MSTAT), sur le contrôleur d'interruption (registre ICNTL), sur les masques d'interruption (registre IMASK) et sur le forçage ou l'annulation d'interruption (registre IFC).

Le contrôleur d'interruption

Le contrôleur d'interruption permet de gérer les six interruptions possibles dans l'ADSP 2101 tout en consommant un minimum de cycle micro lors des commutations. Dès l'apparition d'une interruption, le bit de demande correspondant subit une opération ET logique avec le bit qui lui est associé dans IMASK. L'interruption qui est alors prise en compte est la plus prioritaire de toutes celles intervenues à ce moment. Le registre de contrôle ICNTL permet de programmer le critère sur lequel chaque interruption sera prise en compte. C'est-à-dire sur apparition d'un front ou sur la présence d'un niveau. Un des bits du registre ICNTL permet d'autoriser l'emboîtement ou l'exécution séquentielle des interruptions. Dans ce dernier cas, une seule interruption n'est active à la fois.

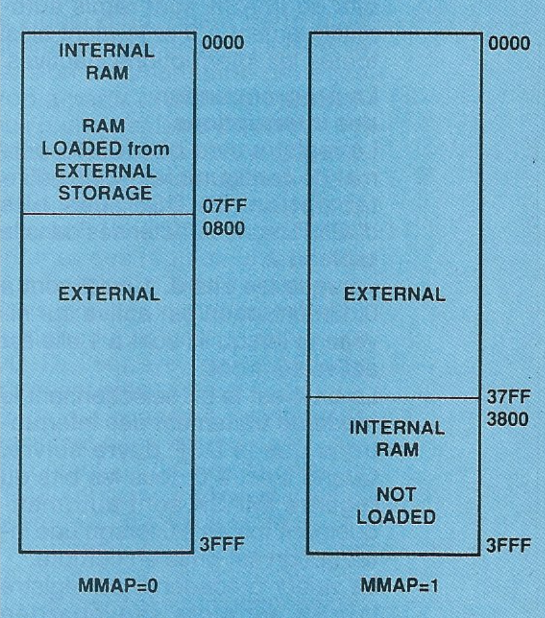


Figure 14 : Structure de la mémoire programme

Les 12 bits du registre de forçage et d'annulation d'interruption IFC contiennent le bit de forçage et le bit d'annulation de chacune des six interruptions. Une interruption ne peut être forcée que si elle a préalablement été configurée comme étant active sur front. Dans ce cas, elle ne sera prise en compte qu'une seule fois. Il est bien évident que si elle a été masquée par ailleurs, elle sera ignorée.

Lorsqu'une interruption est prise en compte, les registres d'état ASTAT, MSTAT et IMASK sont sauvegardés dans la pile d'état. Le PC, lui, est chargé par le vecteur d'adresses de l'interruption à traiter. La pile d'état peut contenir sept niveaux d'interruptions car possédant vingt et un bits par niveau. La pile sera automatiquement restituée lors du retour d'interruption. Les adresses des vecteurs d'interruption sont fixes comme dans la plupart des micros. Dans l'ADSP 2101, les vecteurs d'interruption peuvent en fait contenir quatre instructions et donc permettre de traiter de petites fonctions sans ajouter de saut supplémentaire et donc du temps processeur inutile.

Le masquage des interruptions

Le registre IMASK est un registre six bits couvrant la possibilité de rendre chacune des interruptions activable ou inactivable. La répartition des bits est répertoriée dans le **tableau 1**.

Les cinq bits sont actifs à l'état 1. L'interruption est donc activable lorsque le bit est à 1 et toujours inactive lorsque le bit correspondant est à 0.

Lors du RESET du DSP, tous les bits de IMASK sont remis automatiquement à 0 et rendent ainsi toutes les interruptions inactives.

La programmation des interruptions

Le registre cinq bits ICNTL permet de configurer les modes d'interruption du DSP. Les bits d'ICNTL sont caractérisés dans le **tableau 2.**

Lorsque les bits 0, 1 ou 2 sont à 0, l'interruption est active sur niveau et lorsqu'ils sont à 1 elle est active sur front.

Le bit 4 est le bit sélectionnant le mode de traitement des interruptions que le DSP devra suivre. Quand il est à 0, tous les bits du registre IMASK sont automatiquement forcés à 0 lorsqu'une interruption est prise en compte.

La valeur précédente du registre IMASK est alors sauvegardée dans la pile d'état. Quand il est à 1, IMASK est positionné de manière à masquer les interruptions de priorités inférieures. Ceci autorisera donc les interruptions de priorité supérieure d'interrompre le programme d'interruption en cours d'exécution. Les interruptions déclenchées sur front sont automatiquement acquittées lorsque le sous-programme d'interruption commence son exécution.

Elles peuvent également être remises à zéro par l'intermédiaire du bit approprié du registre IFC. Les interruptions timer et port série agissent comme des interruptions sur front pouvant être masquées, mises à zéro ou forcées par soft.

Le forçage par soft d'une interruption active sur niveau la mettra automatiquement à zéro. Pour obtenir un fonctionnement correct du DSP il faudra programmer à «1» les bits du registre ICNTL concernant le SPORT 1. Ceci indiquant que les interruptions sont actives sur front.

Nous finirons l'étude des DSP Analog Devices dans notre prochain numéro.

J.Y. BEDU

Bit 0	bit de validation de l'interruption du Timer.
Bit 1	bit de validation de l'$\overline{IRQ0}$ ou de l'interruption lors de la réception d'un caractère sur le port série SPORT1.
Bit 2	bit de validation de l'$\overline{IRQ1}$ ou de l'interruption lors de la transmission d'un caractère sur le port série SPORT1.
Bit 3	bit de validation de l'interruption lors de la réception d'un caractère sur le port série SPORT0.
Bit 4	bit de validation de l'interruption lors de la transmission d'un caractère sur le port série SPORT0.
Bit 5	bit de validation de l'interruption $\overline{IRQ2}$.

Tableau 1.

Bit 0	mode d'activation de l'interruption $\overline{IRQ0}$ ou de la réception sur SPORT1.
Bit 1	mode d'activation de l'interruption $\overline{IRQ1}$ ou de la transmission sur SPORT1.
Bit 2	mode d'activation de l'interruption $\overline{IRQ2}$.
Bit 3	Zéro.
Bit 4	mode de traitement des interruptions.

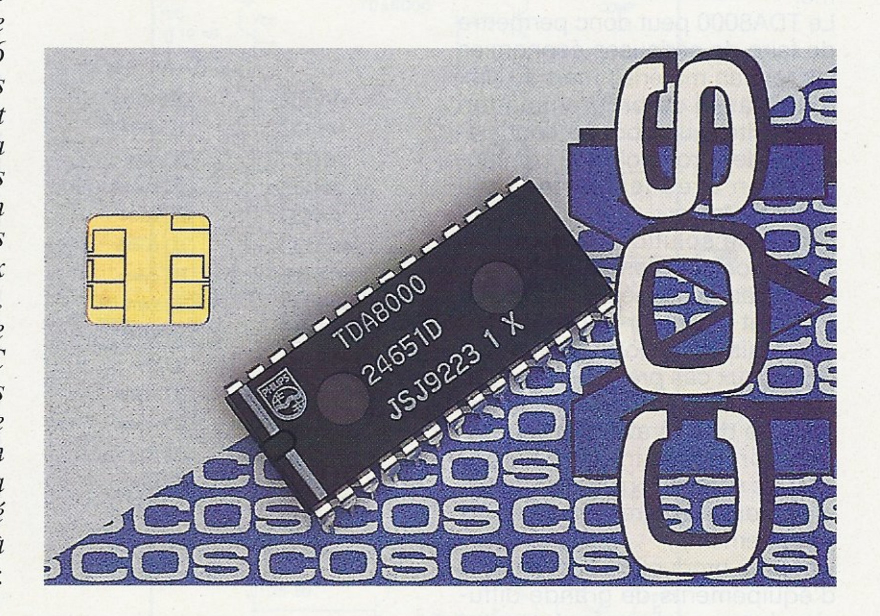
Tableau 2.

Bit 0	mise à zéro de l'interruption Timer.
Bit 1	mise à zéro de l'interruption $\overline{IRQ0}$ ou de réception sur SPORT 1.
Bit 2	mise à zéro de l'interruption $\overline{IRQ1}$ ou de transmission sur SPORT1.
Bit 3	mise à zéro de l'interruption de réception sur SPORT0.
Bit 4	mise à zéro de l'interruption de transmission sur SPORT0.
Bit 5	mise à zéro de l'interruption $\overline{IRQ2}$.
Bit 6	forçage de l'interruption du Timer.
Bit 7	forçage de l'interruption $\overline{IRQ0}$ ou de réception sur SPORT1.
Bit 8	forçage de l'interruption $\overline{IRQ1}$ ou de transmission sur SPORT1.
Bit 9	forçage de l'interruption de réception sur SPORT0.
Bit 10	forçage de l'interruption de transmission sur SPORT0.
Bit 11	forçage de l'interruption $\overline{IRQ2}$.

Tableau 3.

L'INTERFACE DE CARTES A PUCE TDA8000 PHILIPS

Le raccordement «professionnel» d'une carte à puce à un système applicatif n'est pas une chose aussi simple qu'on pourrait le penser de prime abord : la norme ISO 7816 prévoit de multiples recommandations dont le strict respect conditionne la fiabilité et la sécurité de l'exploitation, tandis qu'il faut bien produire d'une façon ou d'une autre les tensions d'alimentation et les signaux d'horloge et de reset. Entre les interfaces à base de composants discrets et l'ASIC «CIPAF» utilisé dans les développements d'Innovatron, le TDA8000 de Philips offre un moyen terme intéressant, disponible sous la forme d'un seul circuit intégré monolithique facile à interfacer à n'importe quel microcontrôleur.



INTERFACE OU COUPLEUR ?

Dans le catalogue Philips, le TDA8000 est identifié comme un «coupleur de carte à puce» (smart card coupler). Si on s'en tient à la terminologie usuelle en la matière, cela n'est pas tout à fait exact : un véritable coupleur doit être muni d'une intelligence embarquée prenant en charge la traduction dans un langage de haut niveau, du protocole de communication avec les différents types de cartes.

Nos lecteurs connaissent bien l'exemple du coupleur Innovatron qui, commercialisé par Corel Electronique, intègre son propre microcontrôleur ROMmé.

Nous pourrions citer également le coupleur GCI200 de Gemplus, qui ressemble finalement très fort au circuit imprimé interne du lecteur GCR200 (celui de la DOS-CARD) débarrassé de son connecteur de carte.

Dans les deux cas, il y a un «système d'exploitation» résident.

Mais le TDA8000 est tout de même bien plus qu'un simple composant d'interface électrique : il est capable d'exécuter un véritable «programme» orchestrant l'application et le retrait des tensions d'alimentation, de l'horloge, et du reset en accord avec la norme.

Il produit par ses propres moyens le signal d'horloge à partir d'un quartz de fréquence double, et la tension d'alimentation protégée Vpp à partir d'une source continue d'une trentaine de volts.

Contrairement au CIPAF qui utilise des élévateurs à découpage et se contente donc d'une alimentation de 5 V, le TDA8000 contient en effet des régulateurs de tension linéaires. Certaines applications pourront donc nécessiter l'adjonction d'un convertisseur DC-DC séparé, en l'absence d'alimentation secteur.

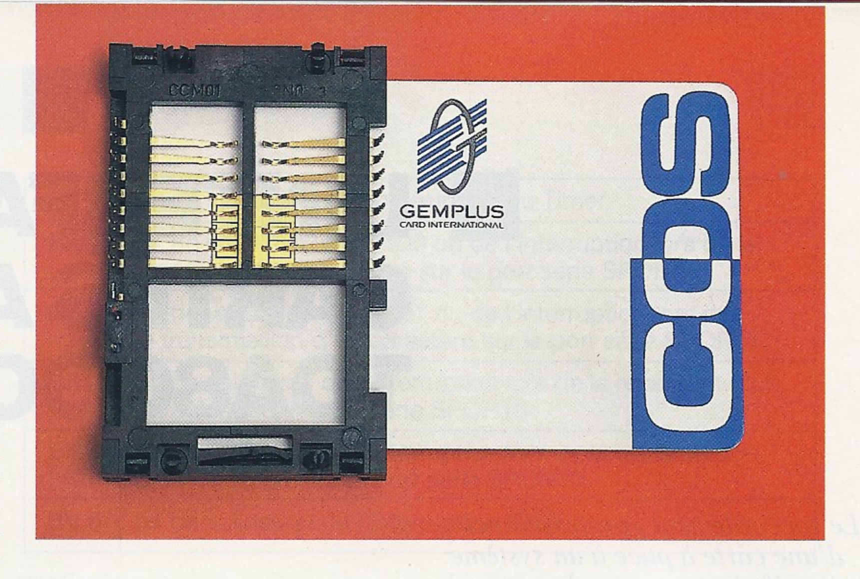
En ce qui concerne les données transitant dans les deux sens par le contact C7 (I/O) de la carte, le TDA8000 demeure transparent et se limite à un rôle de tampon.

Il faut cependant savoir qu'une carte asynchrone conforme à la norme ISO 7816 et cadencée par une horloge à 3,6864 MHz, émet et attend normalement à 9600

bauds des caractères composés d'un bit de start à 0, de huit bits de données et d'un bit de parité paire, l'état de repos entre deux caractères étant la haute impédance (assimilable à un bit de stop à 1). Ce flot de données est donc compatible avec les UART et les liaisons série habituelles.
Il suffirait d'ajouter un microcontrôleur pour réaliser un véritable coupleur, à moins qu'on ne préfère se servir d'une partie des ressources d'un processeur utilisé pour d'autres fonctions du système.
Le TDA8000 peut donc permettre de faire de sérieuses économies sur le plan matériel, mais au prix d'un travail de programmation nécessitant une bonne connaissance des protocoles de communication avec les cartes qu'il s'agit de traiter.
Bref, une solution pas directement concurrente de celle consistant à acquérir un coupleur complet à «savoir-faire incorporé», mais sans doute préférable dans deux cas précis :
- lorsque l'on souhaite manipuler en prise directe avec les cartes à microprocesseur, sans passer par une couche logicielle intermédiaire toute faite (recherche et développement) ;
- pour la production économique d'équipements de grande diffusion (nous pensons notamment aux décodeurs pour télévision cryptée).
La référence même du composant le prédispose d'ailleurs à devenir un grand classique : comme pour les immatriculations de voitures, on ne distribue pas les «chiffres ronds» au hasard ! Souvenons nous du succès du TDA7000...

MISE EN ŒUVRE DU TDA8000

Le TDA8000 est présenté dans un boîtier DIP28 ou SO28L dont la **figure 1** fournit le brochage.
Le schéma synoptique du composant, reproduit à la **figure 2**, permet de mieux comprendre le rôle précis de chacune de ces connexions dont voici le détail :
XTAL : quartz rejoignant la masse ;
I/O1 et I/O2: entrées-sorties carte (normalement une seule, mais certaines cartes peuvent posséder une seconde ligne d'entrée-sortie en C4 ou C8) ;
RST : vers la broche de reset de la carte ;
CLK : vers la broche d'horloge de la carte ;



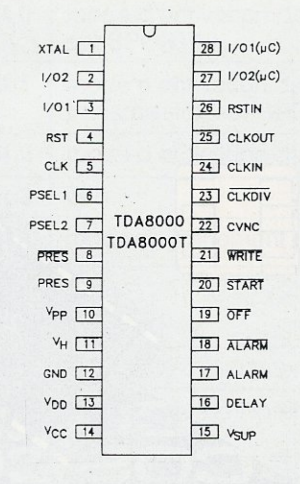


Figure 1

PSEL1 et PSEL2 : sélection de la tension Vpp (5 V, 12,5 V, 15 V, ou 21 V) ;
/PRES et PRES : détection de présence carte (actif bas et actif haut) ;
VPP : vers le contact de Vpp de la carte ;
VH : alimentation haute tension (30 V max) pour génération du Vpp ;
GND : masse générale
VDD : alimentation positive (6,6 à 18 V) ;
VCC : vers le contact de Vcc de la carte (5 V, 100 mA max) ;
VSUP : entrée du superviseur de la tension d'alimentation du microcontrôleur ;

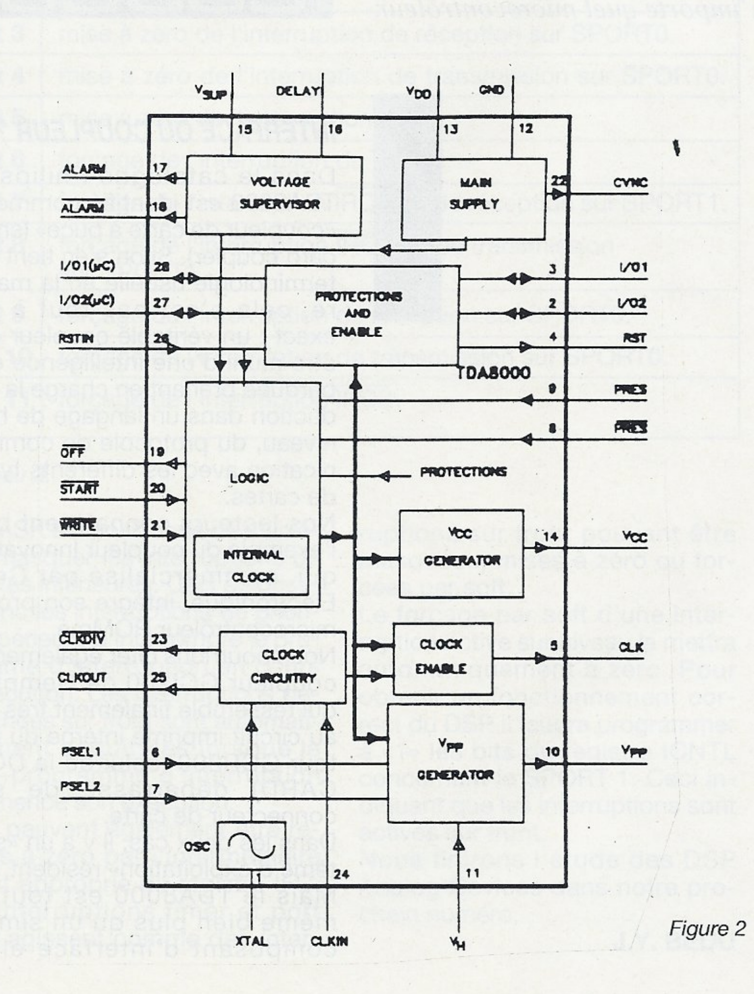


Figure 2

DELAY : condensateur de temporisation du reset du microcontrôleur ;
ALARM et /ALARM : signaux de reset pour le microcontrôleur (actif haut et actif bas) ;
/OFF : signal d'interruption pour le microcontrôleur (actif bas) ;
/START : demande de début de session (actif bas) ;
/WRITE : demande d'écriture (application de Vpp à la carte) ;
CVNC : référence interne de 5 V (à découpler extérieurement) ;
/CLKDIV : division ou non-division par deux de la fréquence de CLKOUT ;
CLKIN : entrée pour signal d'horloge externe ;
CLKOUT : signal d'horloge pour le microcontrôleur ou autre usage ;
RSTIN : demande de reset de la carte ;
I/O1(µC) et I/O2(µC) : lignes de données du microcontrôleur.
La **figure 3** détaille pour sa part l'agencement électrique des principales broches, tandis que la **figure 4** précise le fonctionnement de la partie horloge :
Le TDA8000 peut être cadencé soit par un quartz, soit par un signal d'horloge externe pouvant provenir par exemple d'un autre TDA8000 ou du système hôte.
Le contact d'horloge de la carte reçoit une fréquence moitié de celle du quartz (2 à 12 MHz), ou égale à celle appliquée à la broche CLKIN (1 à 6 MHz).
Bien que certaines cartes acceptent des fréquences d'horloge proches de zéro, il n'est pas recommandé d'opérer en dessous de 1 MHz. Un bon choix pour la fréquence du quartz pourrait être 7,3728 MHz, conduisant avec une majorité de cartes à une cadence de données de 9600 bauds, ou encore la valeur plus courante de 3,6864 MHz pour 4800 bauds.

L'horloge du séquenceur interne du TDA8000 est également dérivée de ce signal, par un diviseur supplémentaire, tandis que selon l'état de la broche /CLKDIV, la sortie CLKOUT recopie purement et simplement la fréquence du quartz ou la divise par deux.
On le voit, ces différentes options permettent d'adapter le TDA8000 à un maximum de contextes !
Le séquenceur interne du TDA8000 lui permet de suivre strictement la chronologie d'activation et de désactivation des cartes prescrite par la norme ISO

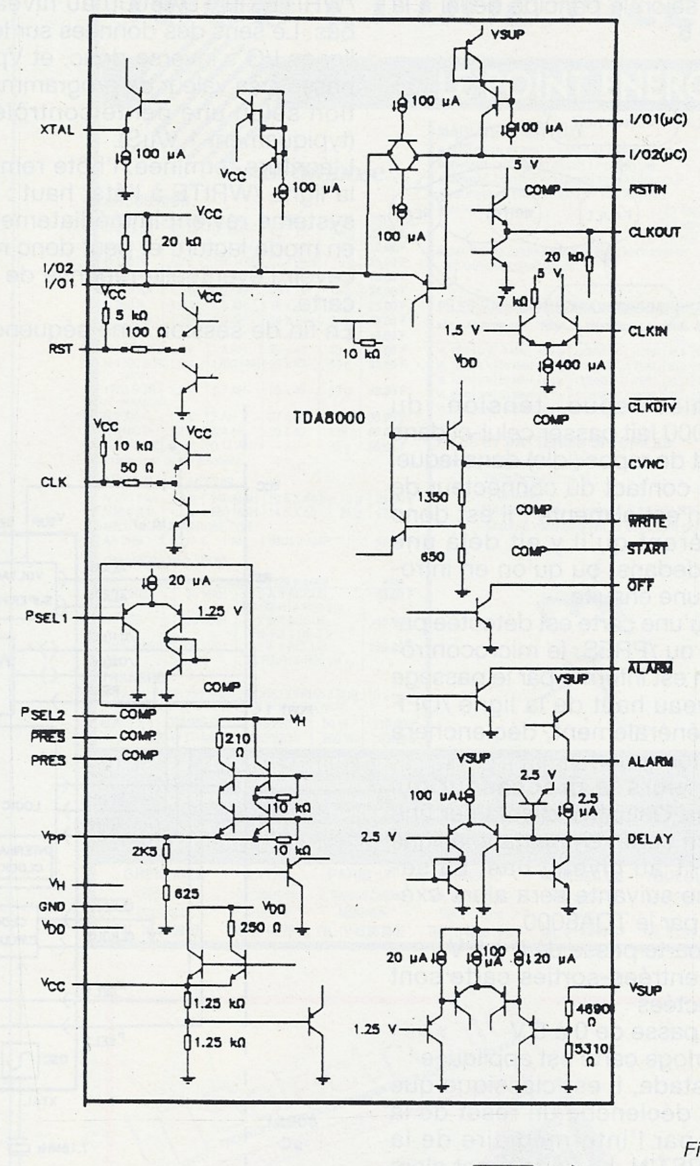


Figure 3

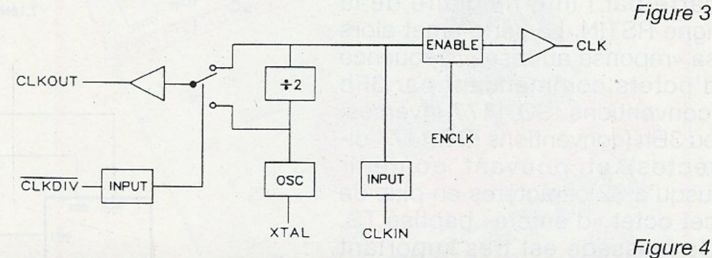
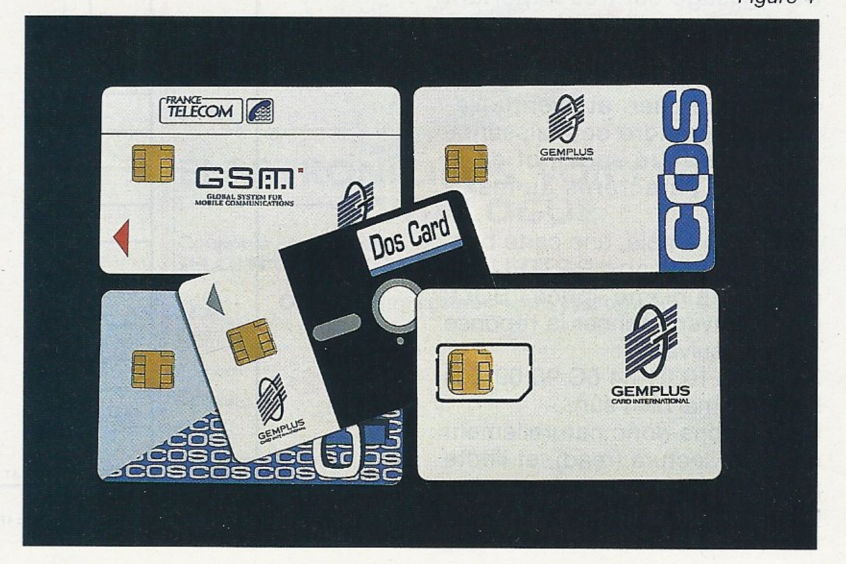
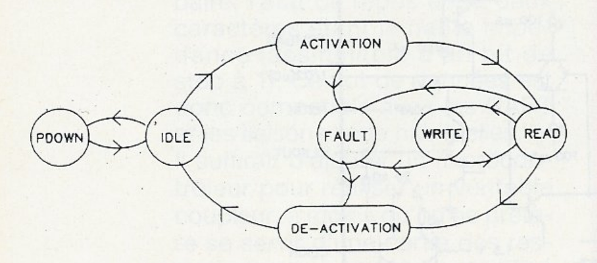


Figure 4



7816, selon le principe défini à la **figure 5**.



La mise sous tension du TDA8000 fait passer celui-ci dans un état de repos (idle) dans lequel aucun contact du connecteur de carte n'est alimenté : il est donc indifférent qu'il y ait déjà une carte dedans, ou qu'on en introduise une ensuite.

Lorsqu'une carte est détectée par PRES ou /PRES, le microcontrôleur en est informé par le passage au niveau haut de la ligne /OFF qui, généralement, déclenchera une interruption.

C'est alors le processeur qui prendra l'initiative d'entamer une session carte, en mettant la ligne /START au niveau bas. La séquence suivante sera alors exécutée par le TDA8000 :

- Vcc carte passe de 0 à 5 V
- Les entrées-sorties carte sont connectées
- Vpp passe de 0 à 5 V
- L'horloge carte est appliquée

A ce stade, il est classique que l'hôte déclenche un reset de la carte par l'intermédiaire de la ligne RSTIN. La carte émet alors sa «réponse au reset», séquence d'octets commençant par 3Fh (conventions ISO 1177 inverses) ou 3Bh (conventions ISO 1177 directes) et pouvant contenir jusqu'à 32 caractères en plus de cet octet «d'entête» baptisé TS.

Ce message est très important car il permet à l'hôte de savoir à quel type de carte il a affaire, quelles modalités de dialogue il devra appliquer, et éventuellement de prendre connaissance de l'historique succinct de la carte (15 caractères au maximum).

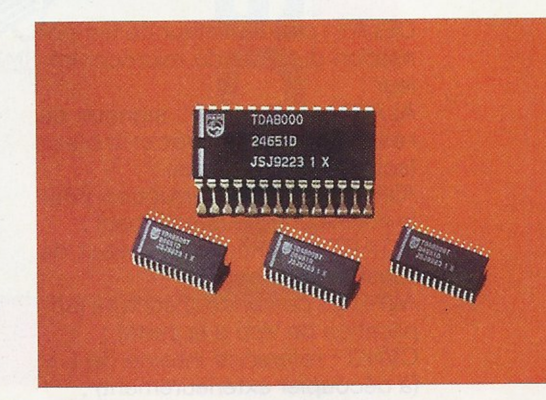
A titre d'exemple, une carte bancaire ou une carte PASTEL (qui utilisent la même «puce» BULL CP8) peuvent donner la réponse au reset suivante :

3F 65 35 10 01 04 6C 90 00 (en hexadécimal bien sûr).

Nous étions donc naturellement en mode lecture (read), et l'hôte peut maintenant, si nécessaire, déclencher une opération d'écriture (write) en mettant la broche /WRITE du TDA8000 au niveau bas. Le sens des données sur les lignes I/O s'inverse donc, et Vpp passe à sa valeur de programmation selon une pente contrôlée (typiquement 1 V/µS).

L'écriture terminée, l'hôte remet la ligne /WRITE à l'état haut : le système revient immédiatement en mode lecture et peut donc recevoir l'éventuelle réponse de la carte.

En fin de session, une séquence



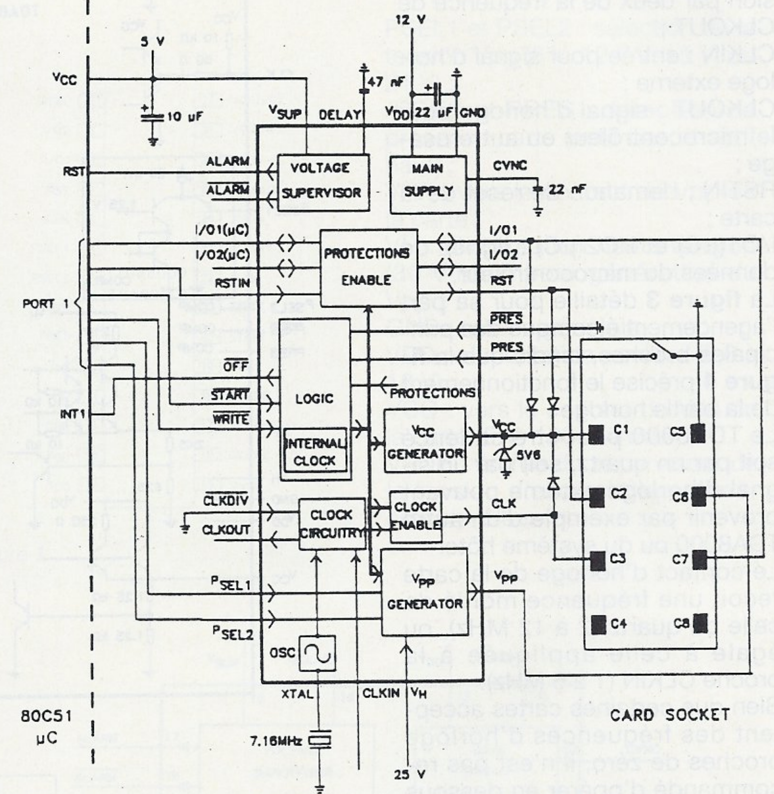


Figure 6

Figure 7

de désactivation inverse de celle d'activation est exécutée, et le TDA8000 retourne à l'état de repos, prêt pour une mise hors tension «propre» :
- un reset carte est exécuté ;
- l'horloge carte est arrêtée ;
- Vpp carte est ramenée à zéro ;
- les lignes d'entrées-sorties sont mises en haute impédance ;
- Vcc carte est ramenée à zéro.

Naturellement, le TDA8000 peut à tout moment d'une session se mettre en mode «faute» (fault) si l'une des anomalies suivantes est détectée:
- court-circuit sur Vcc ou Vpp ;
- courant excessif sur les lignes de données carte ;
- retrait de la carte en cours de session ;
- problème thermique.

Le TDA8000 met alors la ligne /OFF à l'état bas et exécute spontanément une séquence de désactivation. La suite des événements est alors placée sous la responsabilité du microcontrôleur.

EXEMPLES D'APPLICATIONS

L'application la plus typique est illustrée par la **figure 6** : il s'agit de l'adjonction d'une fonction «carte à puce» à un système existant, dont le microcontrôleur assurera la gestion de la carte en plus de ses tâches de base.

La connexion du TDA8000 se fait ici par l'un des ports d'entrées-sorties du 80C51, et par quelques lignes annexes (INT1 et RST).

Naturellement, cette simplicité matérielle aura pour contrepartie une certaine complication du logiciel, qui devra traiter les échanges de données avec la carte selon un protocole qui n'est pas forcément simple (tout dépend du ou des types de cartes qu'il faut pouvoir accepter).

La **figure 7** suggère une autre application qui ne manque certes pas d'intérêt : la réalisation d'un véritable coupleur à intelligence intégrée, mais dont l'interface de communication avec l'extérieur est un bus I2C!

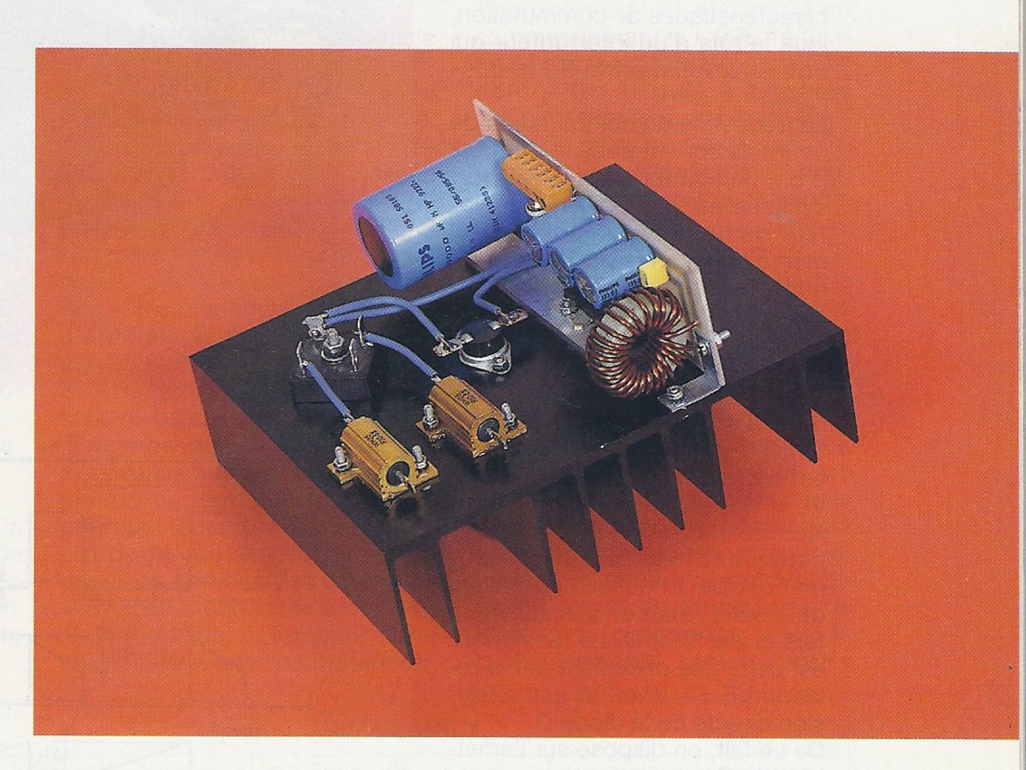
De quoi doter facilement tout système I2C de fonctions «smart card» autrement qu'en utilisant directement des cartes à puce I2C.

Mais le point de passage obligé sera la programmation du 80C51 de façon à lui faire gérer à la fois le protocole carte et le protocole I2C : ce n'est simple ni d'un côté ni de l'autre, mais le jeu en vaut assurément la chandelle

Patrick GUEULLE

ALIMENTATION A DECOUPAGE 5 A 30 V, 10 A

Compte tenu de la simplicité de réalisation d'une alimentation à régulation linéaire, la mise en œuvre d'une alimentation à découpage ne se justifie que dans certains cas particuliers : recherche d'un haut rendement, production simultanée de tensions de valeurs et polarités différentes à partir d'une seule tension de départ ou, ce qui est notre cas aujourd'hui, réalisation d'une alimentation de forte puissance.
Nous vous proposons en effet de réaliser une alimentation réglable de 5 à 30 V et capable de débiter de façon permanente et en toute sécurité un courant pouvant atteindre 10 A.



Malgré cette puissance considérable puisqu'elle dépasse les 300 W, notre alimentation reste d'un prix de revient très bas et, surtout, n'utilise aucun système de ventilation forcée. Le seul radiateur utilisé, puisqu'il en faut bien un tout de même, ne mesure que 150 mm sur 180 mm et encore est-il dimensionné pour autoriser un fonctionnement permanent du montage à pleine puissance. Une utilisation occasionnelle se satisferait, en effet, d'un modèle plus petit.

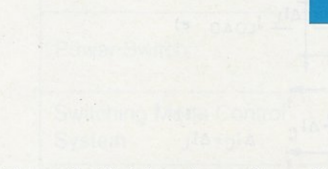
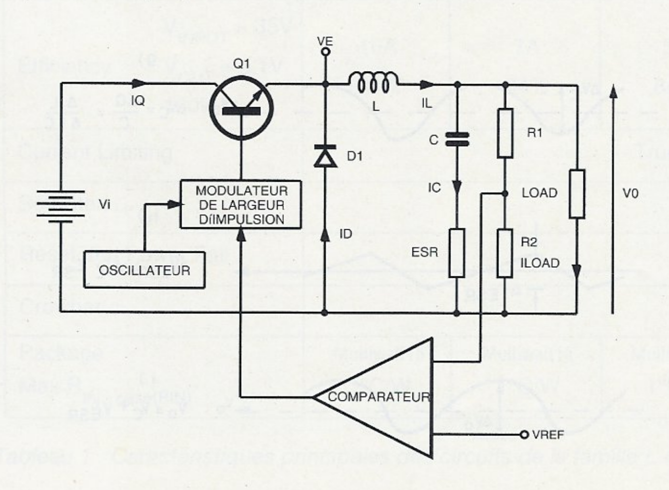


Figure 1 : Schéma type d'une alimentation à découpage.



RAPPELS THÉORIQUES

Le principe d'une alimentation à découpage est loin d'être une nouveauté puisqu'il est connu depuis plus de vingt ans. Il est cependant resté longtemps dans l'ombre, principalement en raison de sa mise en œuvre assez délicate avec des composants discrets. La commercialisation, ces dernières années, de régulateurs intégrés pour alimentations à découpage a cependant changé complètement cette façon de voir.
Malheureusement, les traditions ont la vie dure et nous connaissons nombre d'électroniciens, pourtant chevronnés, qui ont une sainte horreur de ces montages. Il faut dire qu'ils font appel à des composants qui, sans être extraordinaires, sont toujours entourés d'une certaine aura de mystère : la self de récupération d'énergie et la diode de roue libre qui est quasiment toujours de type Schottky. Puissent les quelques explications théoriques qui vont suivre et leur mise en pratique

dans cette réalisation détruire une partie de ces mythes.

La **figure 1** rappelle le schéma théorique d'une alimentation à découpage, qu'elle soit à composants discrets ou intégrés. Le transistor Q1, qui est ici représenté sous forme bipolaire mais qui a de plus en plus tendance à être remplacé par un MOS de puissance en raison de ses meilleures caractéristiques de commutation, joue le rôle d'un interrupteur qui doit être aussi parfait que possible.

La fréquence de commutation de ce transistor est sous le contrôle d'un oscillateur dont le rapport cyclique est régi par un modulateur de largeur d'impulsion, lui même commandé par un comparateur mesurant la tension de sortie.

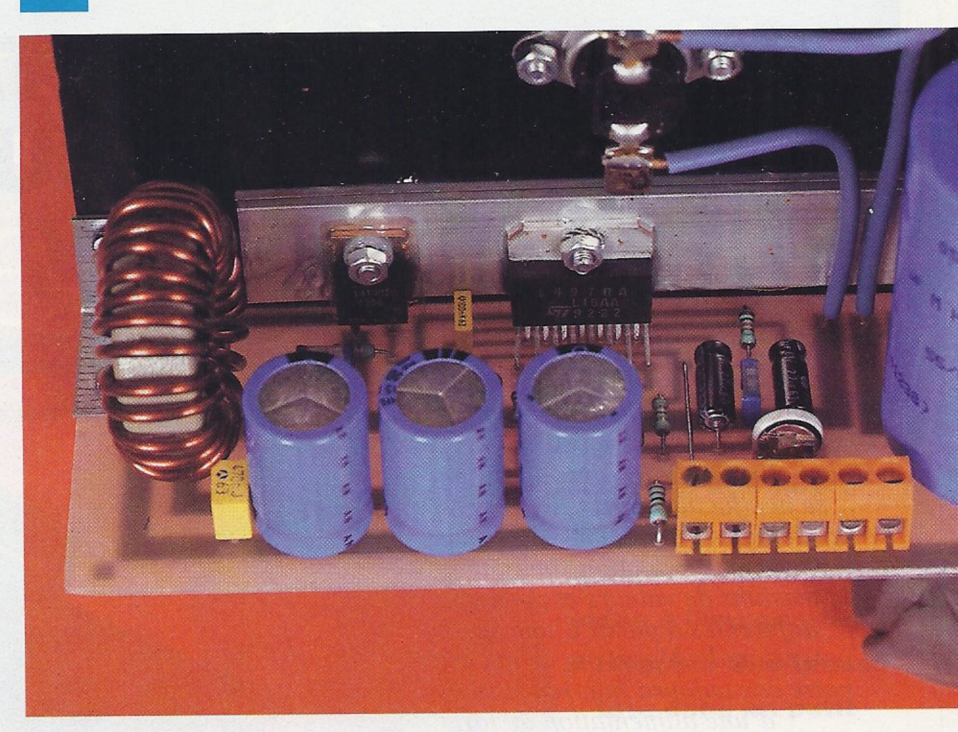
Lorsque le transistor Q1 est saturé, l'énergie est absorbée à la source non régulée et est transmise à la sortie via la self L. La tension VE sur l'émetteur de Q1 est alors donnée par la relation VE = Vi - Vsat où Vsat est la tension de saturation du transistor. Lorsque Q1 est bloqué, le courant circule à nouveau au travers de la self L, mais en passant cette fois-ci par C et D. La tension VE est cette fois-ci donnée par la relation VE = - Vf où Vf est la tension directe de la diode D.

De ce fait, on dispose sur l'émetteur de Q1 d'une tension rectangulaire qui est filtrée par le réseau L-C-D et qui est moyennée par le condensateur C pour constituer la tension continue de sortie.

Il est possible de s'en tenir là de ces explications et, si vous souhaitez simplement réaliser ce montage, vous pouvez dès à présent passer à la partie pratique de cet article. Si vous voulez en savoir un peu plus et surtout si l'envie vous prend de promener la sonde de votre oscilloscope en divers points d'une alimentation à découpage, nous vous invitons maintenant à découvrir un peu plus en détail les diverses formes d'onde rencontrées.

Celles-ci sont résumées sur la **figure 2** dans le cas de notre montage type vu en figure 1. Précisons tout de suite que, pour des raisons de simplification, la résistance série de la self a été négligée, ce qui est acceptable dès que l'alimentation est un modèle un tant soit peu puissant.

En **2a** se trouve la forme d'onde relevée sur l'émetteur de Q1. Elle est conforme à ce que nous avons exposé ci-avant. La tension de sortie, quant à elle, qui ré-



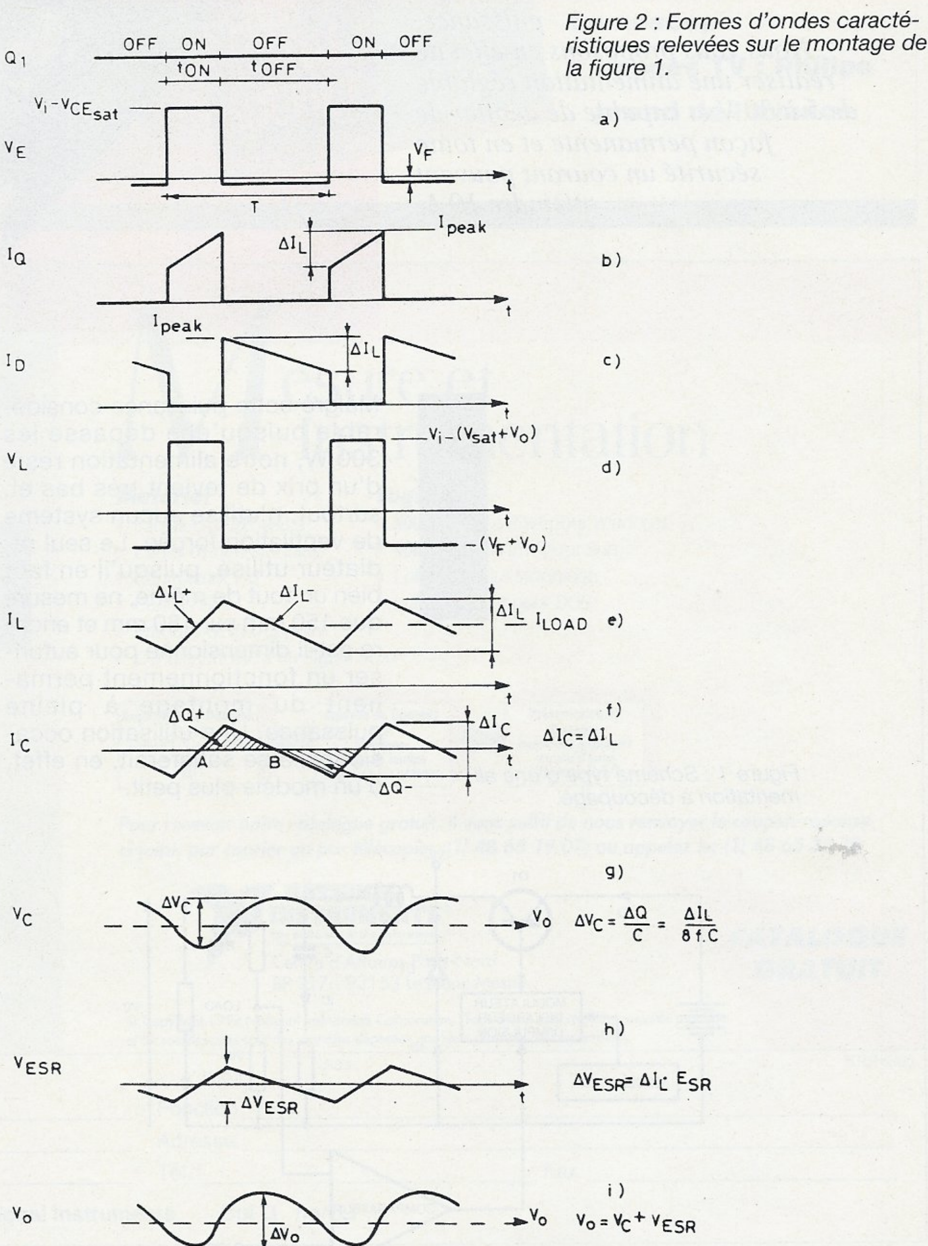


Figure 2 : Formes d'ondes caractéristiques relevées sur le montage de la figure 1.

sulte du «moyennage» de cette tension, est évidemment donnée par la relation :
Vo = (Vi - Vsat) Ton / (Ton + Toff) où Ton et Toff sont les temps de saturation et de blocage du transistor Q1.
La **figure 2b** montre la forme du courant qui traverse le transistor en régime de fonctionnement établi. Il est de forme trapézoïdale, comme nous pouvions nous y attendre.
La **figure 2c** quant à elle montre la forme du courant qui circule dans la diode. Compte tenu de ce que nous avons expliqué ci-avant, on constate bien que cette circulation a lieu pendant les périodes de blocage de Q1.
La somme des courants circulant dans le transistor et dans la diode n'est autre que le courant circulant dans la self. Graphiquement cela donne le résultat visible **figure 2e** tandis que, de manière numérique, on obtient la relation :

IL+ = IL- =
((Vi - Vsat) - Vo)/L x Ton =
(Vo + Vf)/L x Toff

La **figure 2d** montre quelle est la forme de la tension aux bornes de la self dans le cas général. En fonctionnement stabilisé et normal, la valeur moyenne de cette tension doit être nulle.
La **figure 2f,** quant à elle, donne la forme du courant qui circule dans le condensateur de filtrage qui n'est autre que la différence entre le courant circulant dans la self Il et le courant circulant dans la charge Iload.
En fonctionnement normal, lorsque l'équilibre est atteint, le courant moyen circulant dans le condensateur est nul et on a la relation : Ic = Il.
Le courant Ic qui circule dans le condensateur permet de comprendre comment est produite l'ondulation résiduelle en sortie, quasi inévitable sur une alimentation à découpage. Celle-ci résulte de la combinaison de deux facteurs : un facteur capacitif Vc et un facteur résistif Vesr. Ce dernier facteur est largement prépondérant sur le précédent dès lors que la fréquence de découpage est élevée et supérieure à au moins 20 kHz. Il est dû à la résistance série du ou des condensateurs de filtrage qui doit donc être rendue aussi faible que possible pour minimiser ce terme. Ceci explique pourquoi toute alimentation à découpage qui se respecte fait appel, en sortie, à des chimiques «low ESR» c'est-à-dire à faible résistance série. C'est pour cette même raison que l'on préfère utiliser plusieurs chimiques de (relativement) faible valeur en parallèle plutôt qu'un seul de capacité équivalente mais de résistance série plus élevée.

LA FAMILLE DE RÉGULATEURS L 497X DE SGS-THOMSON

Il y a quelques années, SGS qui n'était pas encore «marié» avec Thomson s'était distingué en commercialisant le L 296, régulateur à découpage intégré capable de débiter jusqu'à 4 ampères sans le secours du moindre transistor de puissance externe.
Aujourd'hui, grâce au développement d'une nouvelle technologie d'intégration appelée Multipower BCD par ses promoteurs, SGS-Thomson est capable de mettre sur la même puce des transistors bipolaires, de la logique CMOS et des transistors MOS de puissance isolés.
La famille de régulateurs L 497X est une des premières à exploiter cette technologie. Les divers types de régulateurs disponibles sont présentés dans le **tableau 1** avec leurs principales caractéristiques. On remarque immédiatement l'arrivée de composants de très forte puissance avec le L 4970 capable, sans transistor

	L497X FAMILY					
	L4970	L4977	L4975	L4974	L4972	L4972D Surface Mounting
Max Input Operating Voltage	50V	50V	50V	50V	50V	50V
Output Voltage Range	5.1V to 40V ±2% (Internal Ref)					
Max Output Current	10A	7A	5A	3.5A	2A	2A
Max Output Power	400W	280W	200W	140W	80W	80W
Power Switch	DMOS R_{DSON} 0.18ohm					
Switching Mode Control System	Continuous Mode, Direct Duty Cycle Control with Feed Forward (Improved Transient Response)					
Chopping Frequency	500kHz	500kHz	500kHz	200kHz	200kHz	200kHz
Efficiency V_{INPUT} = 35V V_{OUT} = 5.1V 100kHz	10A 83%	7A 84%	5A 84%	3.5A 84%	2A 83%	2A 83%
Current Limiting	True Current Generator					
Soft Start	Yes					
Reset and Power Fail	Yes					
Crowbar	No					
Package Max $R_{thj - case(PIN)}$	Multiwatt15 1°C/W	Multiwatt15 1°C/W	Multiwatt15 1°C/W	Powerdip16+2+2 12°C/W	Powerdip16+2+2 12°C/W	S020L 15°C/W

Tableau 1 : Caractéristiques principales des circuits de la famille L 497X (doc. SGS-Thomson).



externe, de débiter plus de 10 A avec un rendement de 83%. Il faut dire que la résistance série de 0,18 ohm de son transistor MOS intégré y est pour beaucoup. A titre indicatif, le transistor de puissance (bipolaire lui) contenu dans le classique L 296 chutait 3,2 volts sous 4 ampères soit une dissipation de puissance de plus de 12 watts. Ici, sous 10 ampères, on perd seulement 1,8 volt !

Tous les circuits de cette famille respectent le synoptique présenté **figure 3**. Ils ne diffèrent entre eux que par la partie typiquement puissance de celui-ci (transistor DMOS, étage de commande et limitation de courant). De ce fait, leur principe de fonctionnement est identique et conforme à ce que nous allons voir ci-après dans le cas du L 4970 puisque c'est évidemment le circuit que nous avons retenu pour notre montage.

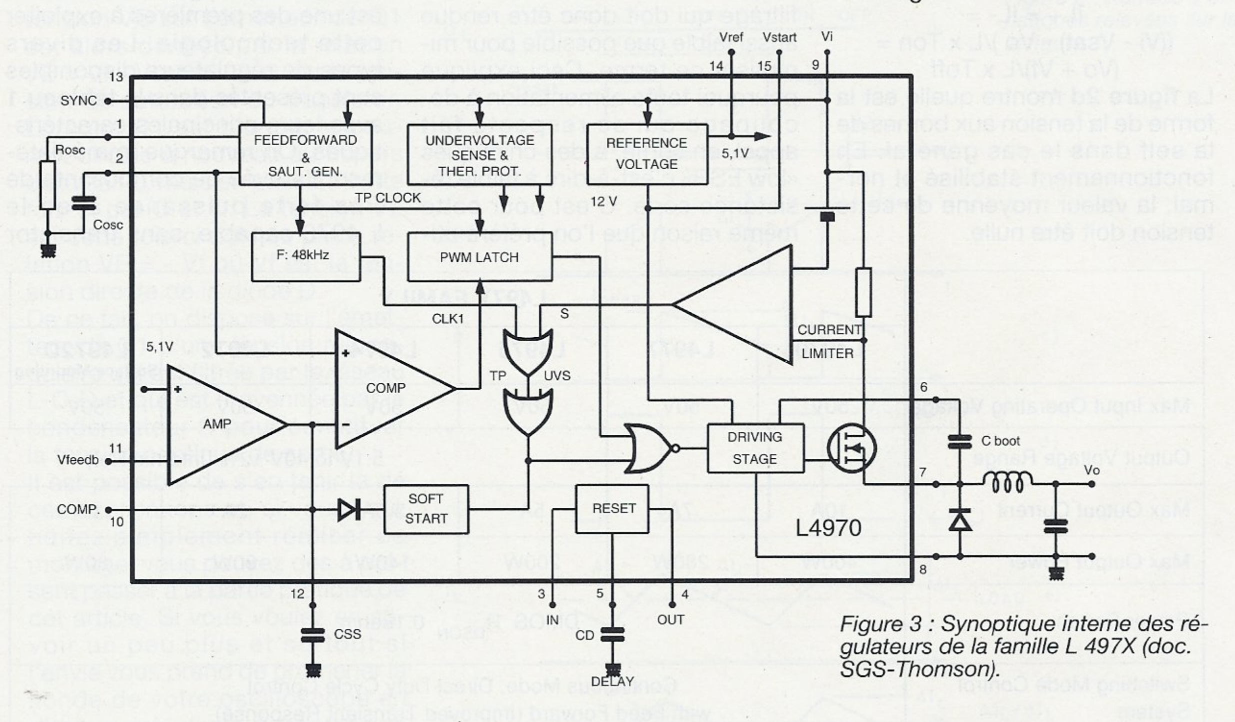


Figure 3 : Synoptique interne des régulateurs de la famille L 497X (doc. SGS-Thomson).

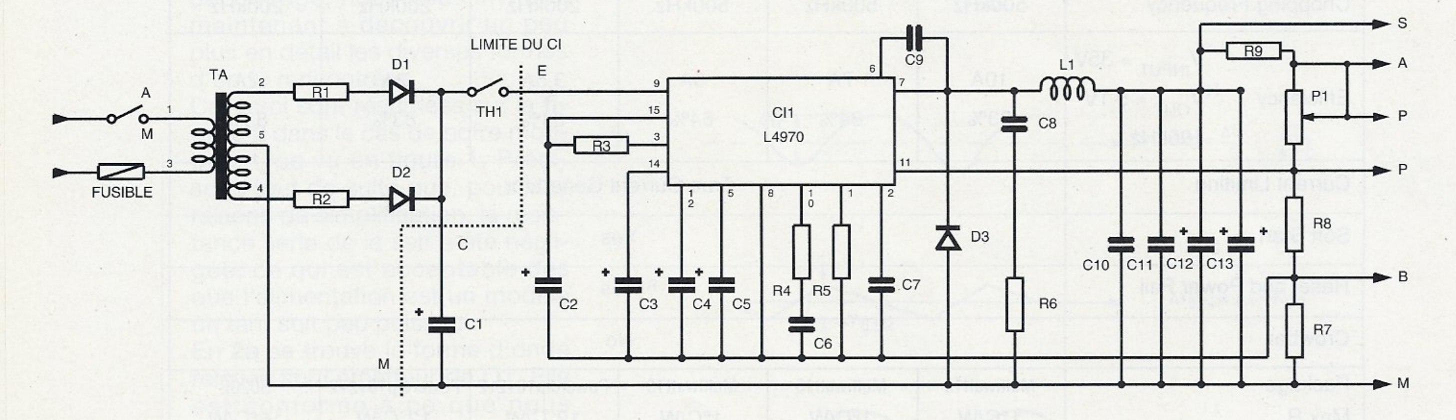


Figure 4 : Schéma complet de notre alimentation.

SCHÉMA THÉORIQUE

La **figure 4** présente le schéma complet de notre alimentation. Malgré ses performances particulièrement élevées, il est d'une grande simplicité ; ce n'est hélas pas nous qu'il faut remercier, mais plutôt SGS-Thomson.

La partie gauche du schéma est classique puisqu'un transformateur à point milieu suivi de deux diodes fournit la puissance au régulateur. Notez la présence des résistances R1 et R2 de très faible valeur qui limitent le courant d'appel du chimique C1 de 10 000 µF lors de la mise sous tension. Notez aussi la présence de TH1 qui est un disjoncteur thermique, vissé sur le radiateur qui reçoit tous les éléments de puissance. Il coupe l'alimentation du régulateur dès qu'il dépasse 80°C. Sa présence n'est pas obligatoire mais nous le recommandons fortement dans le cas d'utilisation intensive du montage.

Le reste du schéma se laisse facilement analyser si l'on procède à un «tour des pattes» du L 4970 que vous pourrez utilement suivre en examinant le synoptique interne de la figure 3 d'ailleurs.

Les pattes 1 et 2 fixent la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur interne. Avec les valeurs retenues elle est de l'ordre de 200 kHz. Cette valeur relativement élevée est néanmoins permise grâce aux excellentes performances du transistor MOS de puissance intégré et de son circuit de commande.

La patte 3, non exploitée ici, est l'entrée de commande du circuit de RESET interne. Le L 4970 peut en effet générer un signal de RESET pour un microprocesseur lors de sa mise sous tension ou lorsqu'il détecte une baisse anormale de la tension d'entrée. Nous n'avons pas retenu cette possibilité dans le cas de notre alimentation qui se veut à usage général.

La patte 5 est l'entrée de temporisation de la circuiterie de RESET interne. Un condensateur fixe cette valeur.

La patte 6 est l'entrée de bootstrap. Grâce à un condensateur externe, C9 en l'occurrence, c'est elle qui permet une commande toujours correcte de la grille du transistor MOS de puissance interne. En effet, grâce à cet artifice, un courant crête de 0,5 ampère peut être fourni à la grille de ce transistor, ce qui permet de vaincre l'influence des capacités parasites et d'atteindre des temps de commutation de 50 ns.

La patte 7 est la sortie du régulateur, c'est-à-dire en fait la source du transistor MOS.

La patte 8 est la patte de masse commune à tout le régulateur. Remarquez que cette masse est distincte de la masse de puissance à laquelle elle est reliée par R7. Ce procédé permet de déporter les points de mesure de tension de sortie A et B au niveau de la charge réellement alimentée, garantissant une excellente régulation et une tension de sortie correcte en s'affranchissant des chutes de tensions parasites dans les câbles et connexions. C'est une disposition habituelle sur toutes les alimentations de forte puissance.

La patte 9 est l'entrée du régulateur. Elle alimente tous les étages du circuit ainsi que le drain du MOS de puissance via une circuiterie de limitation de courant. Dans le cas du L 4970 qui nous intéresse, celle-ci est tarée à 12 ampères.

La patte 10 est la patte de compensation en fréquence de la boucle de régulation interne.

La patte 11 est l'entrée de mesure de la boucle de régulation. Elle est reliée à un pont diviseur résistif placé en sortie, constitué du potentiomètre P1 et de la résistance R8.

La patte 12 est la patte de démarrage «en douceur» du circuit. Le condensateur qui y est connecté fixe en effet la progressivité de montée de la tension de sortie, évitant ainsi de générer des appels de courant par trop importants lors des mises sous tension.

La patte 14 reçoit le condensateur de filtrage de la référence de tension interne de 5,1 volts.

La patte 15, enfin, est la patte de démarrage du circuit de commande du transistor de puissance interne.

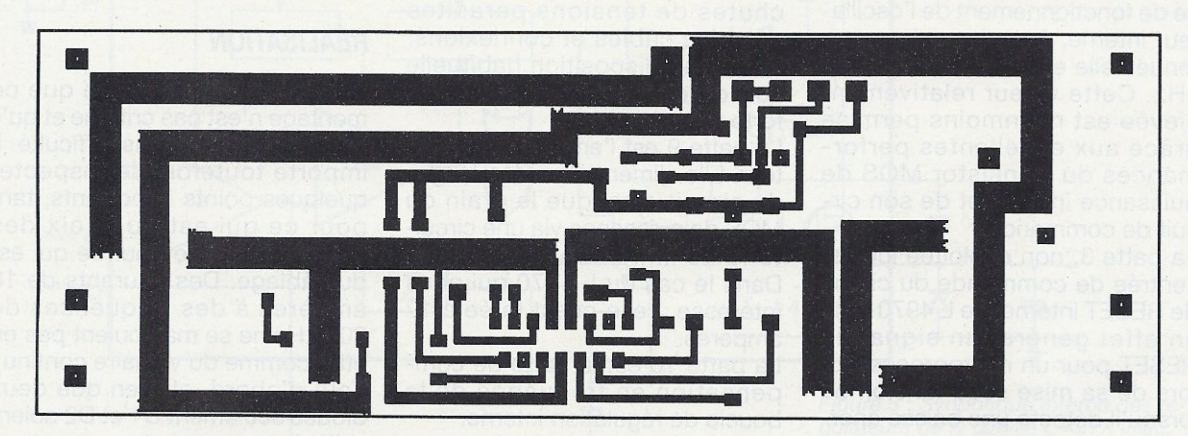
Les rares composants externes restants sont des classiques surtout lorsque l'on a vu le schéma de la figure 1 au préalable. On retrouve en effet la diode de roue libre D3 qui est un modèle ultra rapide fort courant. La self L1 ne se présente plus, pas plus d'ailleurs que les trois condensateurs C10, C11 et C12 qui sont à faible résistance série et que l'on monte en parallèle afin de diminuer encore celle-ci comme expliqué ci-avant.

RÉALISATION

Précisons tout de suite que ce montage n'est pas critique et qu'il fonctionne donc sans difficulté. Il importe toutefois de respecter quelques points importants, tant pour ce qui est du choix des composants que pour ce qui est du câblage. Des courants de 10 ampères à des fréquences de 200 kHz ne se manipulent pas en effet comme du vulgaire continu !

Tout d'abord, et bien que deux diodes seulement D1 et D2 soient utilisées dans notre montage,

nous faisons appel à un pont moulé complet dont on n'utilise qu'une moitié. C'est en effet plus simple à monter sur un radiateur et moins coûteux que deux diodes de puissance individuelles.
La diode D3 proposée dans la nomenclature ne doit pas être remplacée par une diode prétendument équivalente. Il s'agit en effet d'un modèle très rapide seul garant d'un fonctionnement irréprochable.
La self n'existe pas prête à l'emploi dans le commerce courant. Il faut la réaliser soi-même ce qui reste fort simple. Il suffit en effet de bobiner 25 spires de fil émaillé de 15/10e de mm sur un tore référence 58071 de la firme Magnetics. Bien qu'un fil de ce diamètre soit loin d'être souple, veillez à bien le tendre de façon à ce qu'il épouse le plus possible la forme du tore. Prenez soin également de répartir les spires sur toute la circonférence du tore. Les deux extrémités du fil émaillé seront ensuite très soigneusement décapées et étamées. N'oubliez pas qu'il faudra pouvoir y faire passer 10 ampères avec la chute de tension la plus faible possible.
Les trois condensateurs, C10, C11 et C12 ne doivent pas être remplacés par des modèles ordinaires. Il faut impérativement des modèles à faible résistance série (low ESR dans les catalogues).
Pour ce qui est du transformateur, nous avons prévu un modèle deux fois 30 volts de 300 VA qui, compte tenu du phénomène de redressement, permet de disposer d'une tension de sortie réglable de 5,1 à 30 volts. Il serait théoriquement possible de prévoir un peu plus car le L 4970 accepte jusqu'à 50 volts en entrée et 40 volts en sortie. Malheureusement, si l'on prend un transfo deux fois 35 volts (il faut déjà le trouver !) on dispose bien souvent de plus de 50 volts à vide à l'entrée du régulateur. Il risque donc sa vie d'où notre prudence !
Un circuit imprimé simple face au tracé fort simple supporte tous les composants repérés sur le schéma théorique à droite du repère de limite du CI. Vous pouvez éventuellement retoucher légèrement son tracé, mais ne diminuez surtout pas la largeur des pistes qui est imposée par le courant à véhiculer. Cela va de soi, mais nous préférons le préciser; un tel circuit ne se conçoit que sur de l'époxy de qualité, c'est-à-dire avec une couche de cuivre de 35 µm.
Précisons à toutes fins utiles que les composants un peu particuliers utilisés dans cette alimentation sont tous disponibles chez Selectronic qui commercialise par ailleurs un kit complet de cette réalisation.
La mise en place des éléments ne présente aucune difficulté en suivant notre plan d'implantation présenté **figure 6**. Trois options sont prévues pour le potentiomètre P1 : un ajustable monté sur le CI, une résistance fixe montée sur ce même CI, un montage externe de ce même potentiomètre auquel cas les trous de l'ajustable et de la résistance restent libres et le potentiomètre se raccorde aux points P. Si vous choisissez l'option résistance fixe, notez que la valeur de la tension de sortie est donnée par la relation : $Vs = 5,1 (1 + R/3300)$ où R est la valeur de cette résistance exprimée en ohms.
La sortie du montage ainsi que les points A, B et P sont ramenés sur un bornier à vis pour circuits imprimés capable de supporter jusqu'à 15 ampères.


Figure 5 : Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

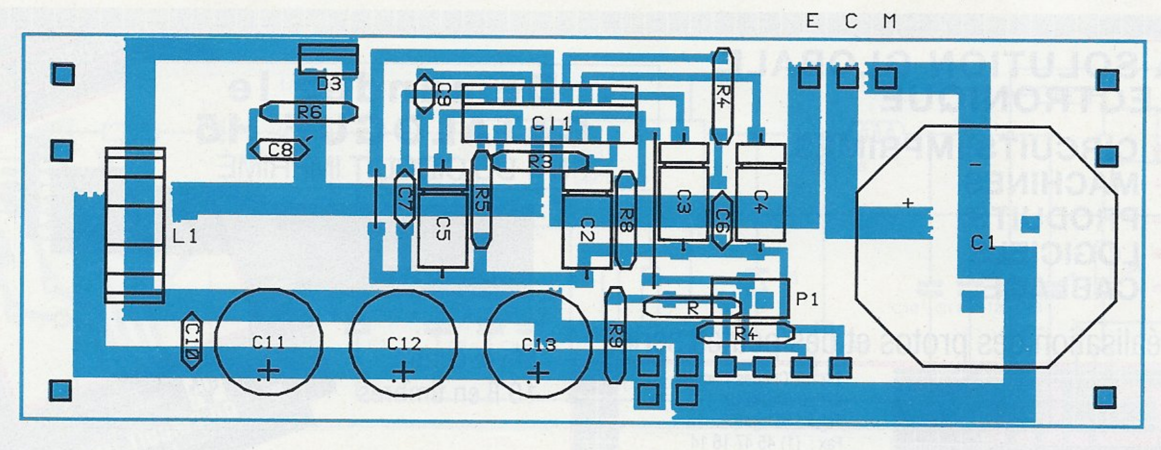


Figure 6 : Implantation des composants.

Réalisation mécanique

Si vous souhaitez adopter la disposition retenue sur notre maquette qui présente l'avantage de constituer un ensemble monobloc sur lequel il ne reste plus qu'à connecter le transformateur, nous vous proposons, en **figure 7**, le plan de perçage du radiateur.

Les résistances R1, R2, le pont redresseur et le disjoncteur thermique TH1 sont vissés directement sur ce radiateur avec interposition d'un peu de graisse aux silicones.

Le circuit imprimé est fixé à angle droit sur ce radiateur avec deux équerres métalliques. Les semelles du L 4970 et de la diode D3 sont alors à 4 mm du radiateur. Elles sont mises en contact thermique avec celui-ci au moyen d'une bande de dural de 4 mm d'épaisseur et de 20 mm de large environ, généreusement enduite de graisse aux silicones elle aussi. Le L 4970 est vissé directement sur cet ensemble alors que la diode est isolée par les classiques mica et rondelle à épaulement. Compte tenu de la présence de la languette de dural, le montage de la rondelle à épaulement est à inverser, c'est-à-dire qu'elle ne doit pas être placée dans le trou du radiateur, mais dans celui de la diode que vous aurez agrandi au préalable avec un foret de 4 mm. La **figure 8** précise ce détail de montage aussi bien qu'un long discours.

Le câblage entre les éléments fixés sur le radiateur et le circuit imprimé est à réaliser en fil de cuivre isolé de 15/10e de mm de diamètre au minimum. La qualité des soudures doit être particulièrement soignée vu les courants mis en jeux. N'oubliez pas en effet qu'une résistance de contact de 0,5 ohm (très facile à obtenir) fait chuter 5 volts sous 10 ampères et dissipe la puissance déjà considérable de 50 W !

Lorsque votre câblage est terminé et soigneusement vérifié, vous pouvez mettre le montage sous tension non sans avoir pris la précaution de charger la sortie en lui faisant débiter ne serait-ce que quelques centaines de mA. Vérifiez alors que la tension de sortie est bien ajustable dans la plage prévue à quelques pour cent près. En fait, si vous avez utilisé pour P1 et pour R8 les valeurs préconisées dans la nomenclature, vous pourrez aller presque jusqu'à 39 volts (revoir si nécessaire la formule donnée ci-avant pour le calcul de R). A pleine puissance, il est évident que l'alimentation ne peut délivrer une telle tension puisqu'en sortie du condensateur de filtrage d'entrée on ne trouve plus que 35 V. Nous avons cependant préféré conserver ces valeurs qui, lors de débits plus faibles, peuvent être utiles.

Si vous voulez être rigoureux et disposer d'une «vraie» plage 5 à 30 V, remplacez R8 par une 4,7 kΩ.

Vous pouvez alors passer aux essais à pleine charge. Pour ce faire, utilisez une résistance de puissance refroidie par immersion dans une bassine d'huile par exemple ou, ce qui est plus simple et moins coûteux, des ampoules automobiles. Deux banales ampoules de codes (blancs ou jaunes !) peuvent déjà dissiper sans problème 100 ou 110 W selon les modèles (deux fois 50 ou 55 W) soit une consommation de près de 10 A sous 12 V. Vous pouvez alors laisser le montage ainsi plusieurs heures et vérifier qu'aucun échauffement anormal ne se produit.

Pour apprécier l'efficacité d'une telle alimentation faites le test ci-avant, à savoir deux ampoules de 55 W alimentées en 12 V, pendant plusieurs heures. Votre radiateur doit tout juste tiédir. Si vous avez utilisé le transformateur préconisé, vous devez cependant avoir près de 35 V à l'entrée. Avec une alimentation linéaire dans les mêmes conditions vous auriez à évacuer en chaleur : (35 - 12) x 10 soit 230 watts ! Le radiateur seul n'y suffirait pas et il faudrait le ventiler.

Si vous voulez disposer d'une tension précise et stable aux bornes mêmes de votre charge, câblez l'alimentation comme schématisé **figure 9**. Les fils reliant les points A et B à la charge peuvent évidemment être de petit diamètre car ils ne véhiculent quasiment aucun courant. Si cette possibilité ne vous intéresse pas, A et B peuvent être court-circuités respectivement avec S et M au niveau du bornier de sortie du circuit imprimé.

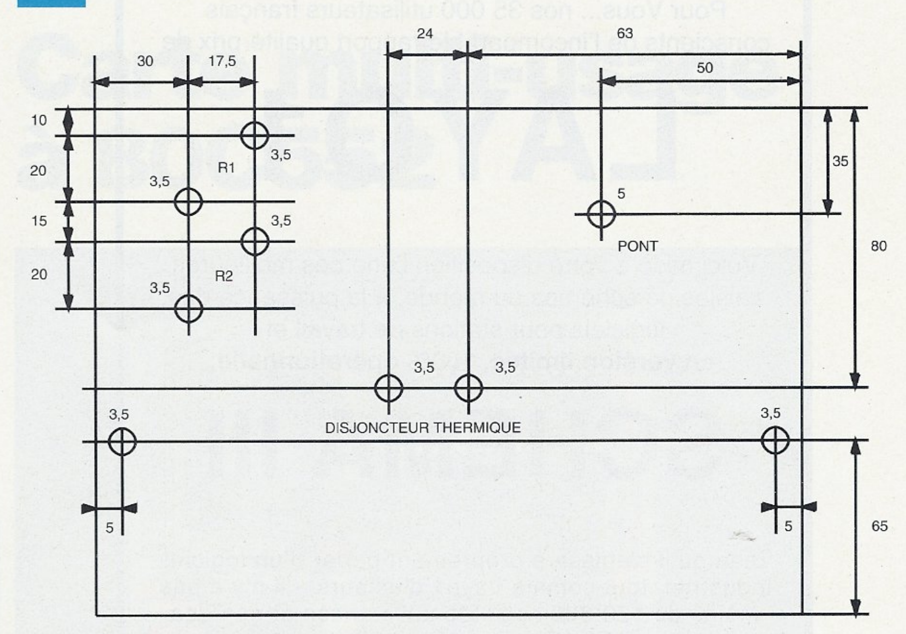


Figure 7 : Cotes de perçage du radiateur.

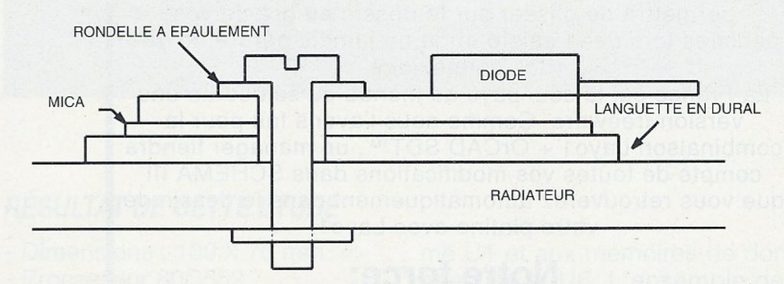


Figure 8 : Principe de montage des accessoires d'isolement de la diode D3.

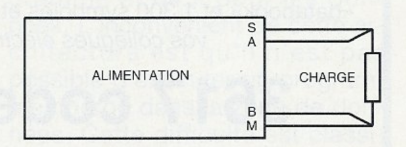


Figure 9 : Câblage du système de mesure déporté de la tension de sortie (liaison Kelvin).

CONCLUSION

Ce montage peut être intégré à l'équipement de votre choix ou être utilisé comme alimentation stabilisée réglable de forte puissance. Dans les deux cas, n'oubliez pas que c'est une alimentation à découpage qui travaille à 200 kHz. Elle génère donc des parasites radio-électriques d'autant plus importants que le courant de sortie est élevé. Il est donc indispensable de faire appel à un boîtier blindé dont le blindage sera relié à la masse.

C. BROUSSAS

Nomenclature des composants

Résistances

R_1, R_2 : 0,1 Ω, 25 W à radiateur incorporé
R_3 : 33 kΩ, 1/4 ou 1/2 W
R_4, R_5 : 15 kΩ, 1/4 ou 1/2 W
R_6 : 22 kΩ, 1/2 W
R_7, R_9 : 27 Ω, 1/4 ou 1/2 W
R_8 : 3,3 kΩ (ou 4,7 kΩ voir texte) 1/4 ou 1/2 W

Condensateurs

C_1 : 10 000 µF, 63 V type CO 51 58 103 Philips
C_2, C_3, C_4, C_5 : 2,2 µF, 63 V chimiques axiaux
C_6 : 33 nF mylar au pas de 7,5 mm
C_7, C_8 : 2,2 nF mylar au pas de 7,5 mm
C_9 : 0,1 µF mylar au pas de 5 mm
C_{10} : 0,47 µF mylar au pas de 5 mm
C_{11}, C_{12}, C_{13} : 220 µF, 63 V faible résistance série

Semi-conducteurs

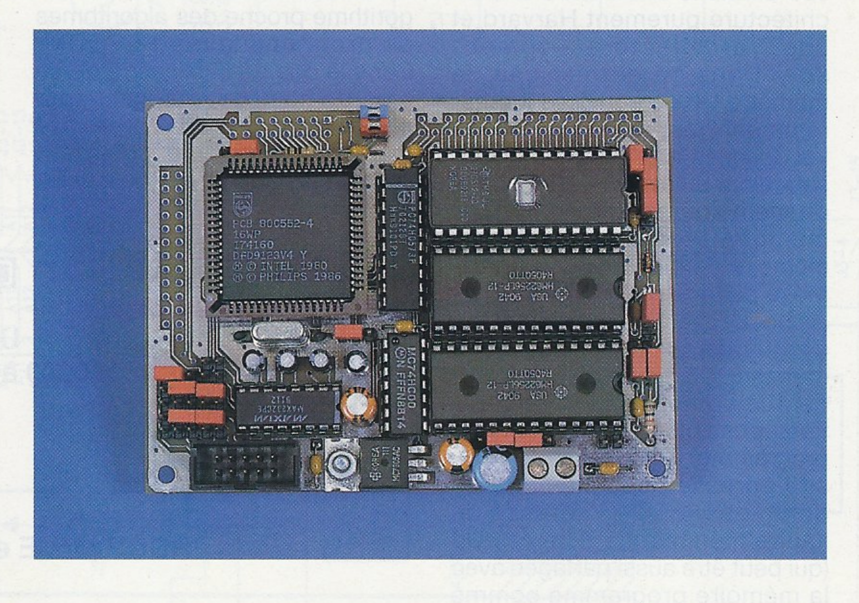
IC_1: L 4970 A de SGS - Thomson
D_1, D_2 : Pont moulé 200 V 25 A
D_3 : 18 TQ 050 ou SBP 1660 ou MBR 1660

Divers

P_1: Ajustable vertical au pas de 2,54 mm de 22 kΩ ou potentiomètre linéaire de 22 kΩ à piste moulée ou résistance fixe (voir texte)
TA : Transformateur 220 V, 2 fois 30 V 300 VA.
TH_1 : Disjoncteur thermique 16 ampères coupant à 80°C environ
L_1 : Tore 58930 de Magnetics et 2 mètres de fil émaillé de 15/10 de mm
Radiateur 180 x 150 mm de 0,7 °C/W, par exemple SK 53 de Selectronic
Bornier à vis pour CI au pas de 5 mm à 6 contacts

Carte multi-usage à 80C552

La carte que nous vous proposons ce mois-ci, bien qu'initialement concue pour l'application de la logique floue, dépasse largement ce cadre et peut être utilisée pour toutes les applications de contrôle. Le processeur utilisé - le 80C552-, un des plus performants dans la famille des processeurs compatibles 80C51, dispose de huit entrées analogiques associées à un convertisseur 10 bits, de deux sorties PWM, d'une interface série, de registres de capture et de comparaison, d'un temporisateur de chien de garde (watch-dog), d'une interface I2C... Nos lecteurs se souviennent sûrement de la série d'articles consacrée à ce microprocesseur par M. PARET, aussi nous les convions à ce reporter aux numéros de Janvier à Mars 1992 pour tous les détails de l'architecture de ce microprocesseur.
Les objectifs qui ont présidé à la conception de cette carte sont d'associer dans le minimum de volume possible le maximum de puissance de calcul, de souplesse d'interconnexion, tout en respectant un prix de réalisation raisonnable et une fabrication à la portée des amateurs (pas de circuit CMS).



RÉSULTAT DE CETTE ÉTUDE

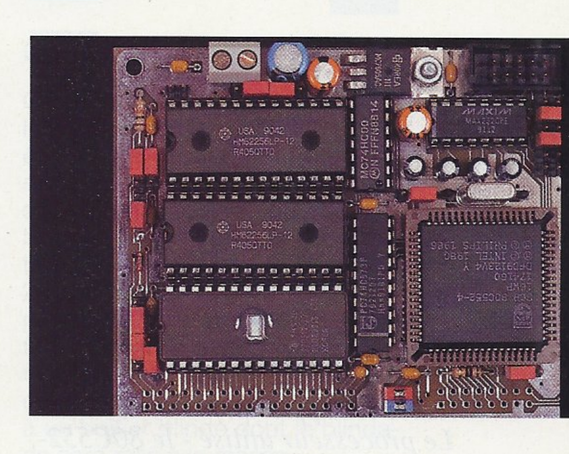
- Dimensions : 100 X 75 mm
- Processeur 80C552
- 64 k de programme
- et 64 k de données
- Interface RS-232 (2 paires)
- Divers types d'EPROM, RAM, EEPROM utilisables
- Connecteurs d'extension bus, ports, RS 232.
- Consommation équipée de l'ordre de 35 mA.

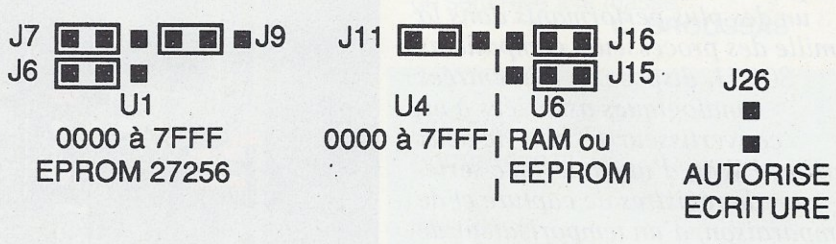
De nombreux jumpers ont été prévus, tant pour paramétrer l'interface série que pour adapter différents types de mémoire en fonction de l'application désirée. Cette compacité et cette puissance n'ont été possibles que grâce à l'utilisation d'un circuit imprimé double face trous métallisés. Une attention particulière à été portée au découplage et à l'atténuation du rayonnement électromagnétique de la carte pour permettre un bon fonctionnement dans un environnement utilisant des liaisons hertziennes.
Le schéma de la carte est donné à la **figure 1**. C'est un schéma classique d'application de circuits à base de 80C51 :
Le microprocesseur U2 est connecté à l'octuple latch 74HC573 (U3) qui démultiplexe les adresses de poids faible du bus d'adresse A[0..7] ; le bus d'adresse complet A[0..15] ainsi que le bus de données AD[0..7] sont reliés à la mémoire programme U1 et aux mémoires de données U4 et U6. L'ensemble des bus est disponible sur le connecteur J3 pour d'autres extensions.
Contrairement aux microprocesseurs de la famille Motorola, ceux de type 80C51 ont une architecture Harvard ce qui signifie que le programme et les données ne partagent pas le même espace mémoire. Des signaux électriques permettent donc de différencier les deux espaces constituant en quelque sorte des signaux d'adresse supplémentaire. Ainsi le signal PSEN sélectionne la mémoire programme, alors que les lignes RD et WR permettent respectivement de lire et d'écrire dans la mémoire de données. Cette architecture a l'avantage de doubler la capacité mémoire du système ; alors que dans les classiques 6800 et 6809 on n'accède qu'à 64 k octets de mémoire, mémoire partagée entre le programme et les données dans les microprocesseur, dans les 80CXX on peut utiliser intégralement 64 k pour le programme et 64 k pour les données. L'inconvénient de cette architecture est qu'il n'est pas possible d'exécuter un programme chargé dans la zone de données. Cette difficulté est classiquement contournée en "mélangeant" les signaux PSEN et RD pour créer un signal com-

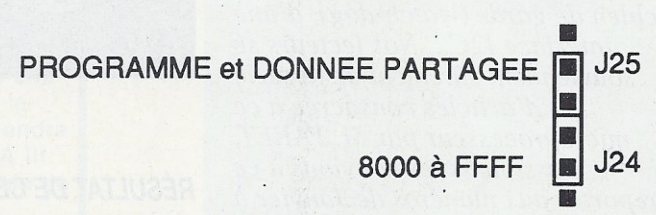
posite qui permet l'accès de la même mémoire tant en mémoire de données qu'en mémoire programme. Ceci est obtenu par la fonction ET réalisée avec les portes U5B et U5A. Le jumper J25 donne le choix entre une architecture purement Harvard et une architecture composite. Dans ce dernier cas, la mémoire U6 sera utilisée indifféremment pour le programme et les données et le système disposera alors au total de 96 k octets de mémoire repartis en 32 k de mémoire programme, 32 k de mémoire donnée, et 32 k de mémoire partagée.

A chaque mémoire sont associés des jumpers qui définissent son adresse : J6, J7 et J9 sélectionnent les différentes configurations possibles pour la mémoire programme, J11 permet de choisir l'adresse de la mémoire de données U4, J24 l'adresse de l'autre mémoire de données U6 (qui peut être aussi partagée avec la mémoire programme comme nous venons de le voir) ; les jumpers J15 et J16 quant à eux déterminent le choix du type de mémoire utilisée pour U6. Ces deux jumpers permettent l'utilisation d'EPROM de type 27C256 à la place de la RAM ou EEPROM XX256. Sur le schéma sont représentés les brochages des différentes mémoires. On peut voir en particulier que la ligne d'adresse A14 se trouve à la broche 1 dans le cas d'une RAM ou EEPROM et à la broche 27 dans le cas d'une EPROM. Le jumper J26 quant à lui interdit si on le désire des écritures intempestives dans le cas de l'utilisation d'une mémoire RAM ou EEPROM. La porte U5D dont une des entrées est reliée au signal I/O (disponible sur le connecteur J3) inhibe l'adressage des mémoires U4 et U6 dans le cas où le signal I/O est bas. A l'aide d'un décodage d'adresses adéquat, on pourra connecter des périphériques d'entrée-sortie dans la zone d'adressage. La **figure 2** récapitule l'utilisation la plus courante des différents jumpers associés à l'adressage mémoire. De plus, la mémoire U4 peut être alimentée par le connecteur J3-2 pour si on désire mettre en place un système de sauvegarde par batterie ; La diode D1 permet de toute façon son alimentation par le +5V.

Il existe des versions du 80C552 qui comportent une mémoire programme interne. Outre les versions masquées qui ne sont pas disponibles généralement à l'amateur, il existe les versions 87C552 UV ou OTP (one time programming -programmable une seule fois) qui contiennent 8 koctets de mémoire programmable par l'utilisateur avec un algorithme proche des algorithmes de programmation d'EPROM. Dans le cas de l'utilisation de ce type de composants, le jumper J10 donne le choix de l'accès à la mémoire programme : interne si EA est relié au +5V, externe si EA







Configuration standard des Jumpers associés aux mémoires

Figure 2

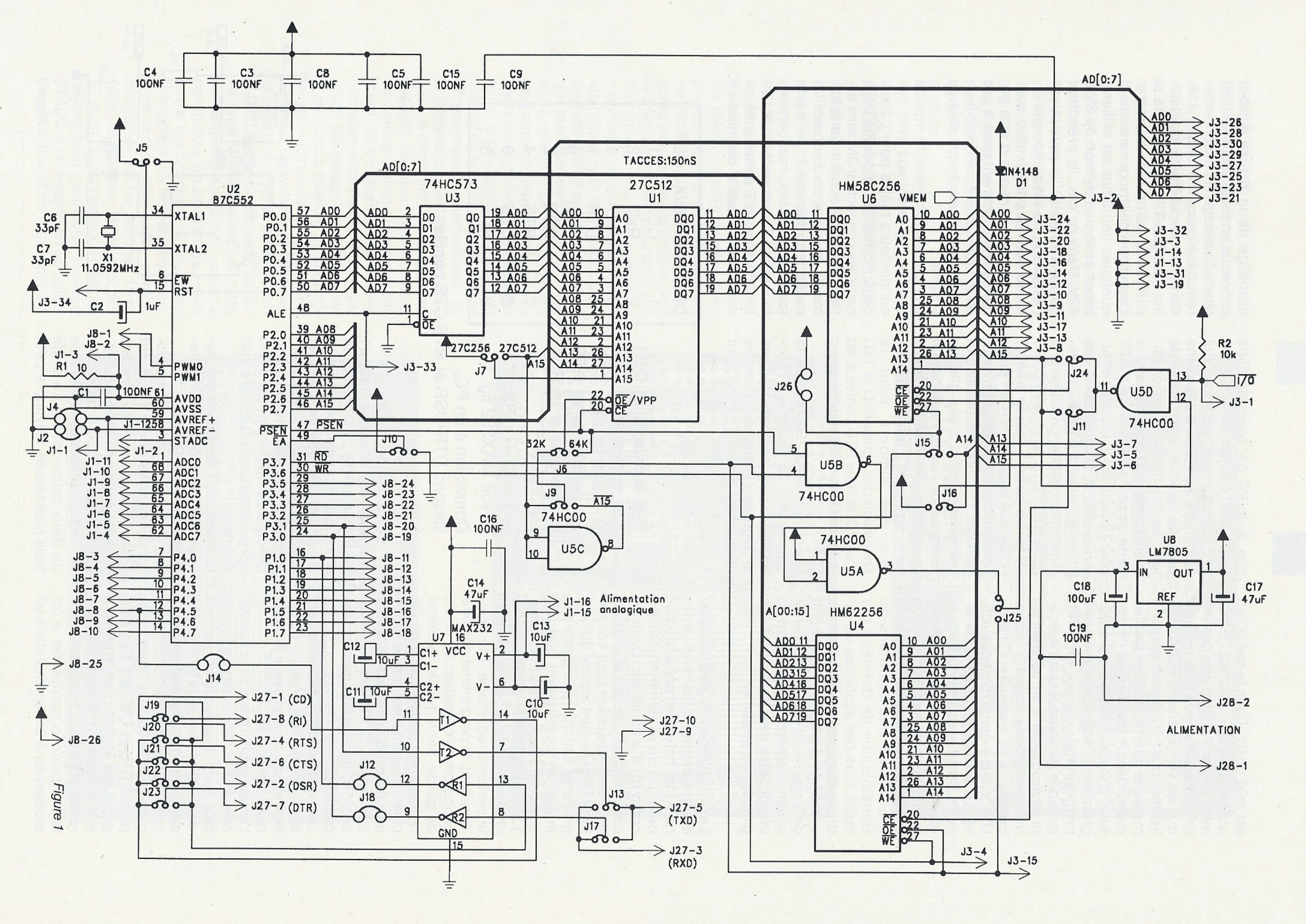

U2 87C552
XTAL1
XTAL2
X1 11.0592MHz
C4 100NF
C3 100NF
C8 100NF
C5 100NF
C15 100NF
C9 100NF
C6 33pF
C7 33pF
C2 1uF
R1 10
AD[0:7]
74HC573 U3
TACCES:150nS
27C512 U1
27C256 27C512
HM58C256 U6
VMEM
1N4148 D1
R2 10k
I/O
U5D 74HC00
U5B 74HC00
U5C 74HC00
U5A 74HC00
HM62256 U4
A[00:15]
U8 LM7805
C18 100uF
C17 47uF
C19 100NF
ALIMENTATION
U7 MAX232
C16 100NF
C14 47uF
C13 10uF
C10 10uF
C12 10uF
C11 10uF
Alimentation analogique
J27-1 (CD)
J27-8 (RI)
J27-4 (RTS)
J27-6 (CTS)
J27-2 (DSR)
J27-7 (DTR)
J27-5 (TXD)
J27-3 (RXD)

Figure 1

est relié au 0V. Dans le cas où on utilise la version 80C552, il faut relier EA au 0V. Bien que ces microprocesseurs soit plus onéreux que les versions sans ROM, l'utilisation d'un microprocesseur à mémoire interne peut se justifier même dans le cas où il est nécessaire d'avoir plus de 8 k de programme et donc de la mémoire programme externe. En effet, quand le microprocesseur exécute le programme en utilisant sa mémoire interne (cas des microprocesseurs masqués, OTP ou UV), le bus externe n'est pas activé, il s'ensuit une baisse extrêmement sensible des perturbations électromagnétiques générées par le microprocesseur. Ainsi si l'on utilise conjointement au microprocesseur des systèmes de transmission de données par radio, (cas des systèmes de radiocommande ou de certains systèmes d'alarme), l'utilisation de versions UV permettra vraisemblablement une amélioration importante des performances globales du système.

Les problèmes de perturbation électromagnétiques nous amènent tout naturellement à la récupération du système en cas de crash dû à un parasite. Dans ce cas, un chien de garde (watchdog) peut être utilisé pour contrôler le déroulement normal du programme. Un chien de garde est inhibé en rechargeant périodiquement un compteur (le Timer T3). Dans le cas contraire, le chien de garde génère un reset et le système redémarre. Bien évidemment, le programme doit être conçu pour l'utilisation du chien de garde, sans quoi le système redémarrera périodiquement. Ce chien de garde est activé grâce au jumper J5 si EW est connecté à la masse. Si EW est connecté au +5V, le chien de garde n'est pas actif.

Les jumpers J2 et J4 permettent de connecter les tensions de référence du convertisseur A/D à la masse et au +5V.

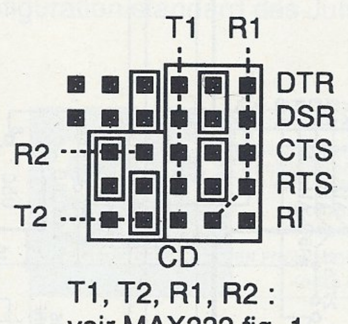
Les autres jumpers sont consacrés à la configuration de l'interface série. Les amateurs qui ont déjà utilisé des interfaces série connaissent la frustration de ne pas avoir le bon "bouchon" pour croiser telle ou telle ligne, pour ponter RTS et CTS etc. Les jumpers J13 et J14 permettent de mettre la carte dans une configuration d'émetteur ou de récepteur, (pour la connecter à un modem ou à un terminal dans un cas, à un PC par exemple dans l'autre cas) Les jumpers de J19 à J23 sélectionnent les lignes qui seront utilisées pour la deuxième paire de signaux ; dans le cas de la connexion d'un modem, on utilisera la ligne CD pour détecter la perte de porteuse et la ligne DTR pour provoquer un raccroché autoritaire de la ligne ; dans le cas d'une connexion à un autre système informatique, on utilisera la paire RTS / CTS ou la paire DSR / DTR, on pourra même ponter RTS-CTS et DSR-DTR en positionnant deux jumpers convenablement. Les jumpers J12 et J18 permettent quant à eux d'isoler les lignes du port dans le cas où on utilise partiellement l'interface série. La **figure 3** montre la position des jumpers pour la connexion des lignes RxD et TxD à un PC, la ligne RTS pontée avec la ligne CTS, DTR pontée avec DSR.

Un circuit MAX232 réalise la conversion de signaux TTL <-> RS-232, les tensions positives et négatives issues des pompes de charges (environ ± 10V) sont amenées sur le connecteur J1 pour permettre l'alimentation d'une petite interface analogique. On pourra consommer quelques milliampères sur ces lignes, suffisamment pour alimenter des amplificateurs opérationnels faible consommation (TLE2024 par exemple).

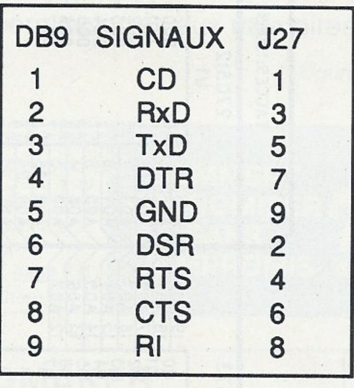
L'alimentation de la carte est réalisée avec un régulateur classique, 7805 ou LP2950.

Les lecteurs qui utilisent un minitel comme terminal pourront connecter celui-ci avec l'interface opto-isolée décrite dans le numéro de Janvier 1992 ou confectionner une interface ad-hoc à l'aide de deux opto-coupleurs et de trois résistances suivant le petit montage de la **figure 4** pour connecter en toute sécurité le minitel au montage. Ils déconnecteront dans ce cas le jumper J18. Certains pourrait être tentés d'utiliser la ligne TP (broche 5 de la DIN) pour alimenter la carte. Cette ligne délivre généralement quelques centaines de milliampères avec une tension de 8V à 12V. Dans ce cas, ils prendront garde au fait qu'ils perdraient l'avantage de l'isolation galvanique donnée par les opto-coupleurs, ce qui risque d'être gênant, particulièrement dans le cas où le montage est connecté à un autre appareil électrique relié au secteur.

Les connexions vers le monde extérieur se feront soit avec des connecteurs mâles pour câbles plats montés sur le dessus de la carte (les connecteur 3M sans extracteur conviennent parfaitement), soit des connecteurs femelle soudés sous la carte (connecteur 3M ou tout connecteur HE10). Le connecteur de l'interface série J27 a été cablé de manière à ce que la connexion à



Connexion à un PC, liaisons DTR-DSR et RTS-CTS pontées



DB9	SIGNAUX	J27
1	CD	1
2	RxD	3
3	TxD	5
4	DTR	7
5	GND	9
6	DSR	2
7	RTS	4
8	CTS	6
9	RI	8

Figure 3

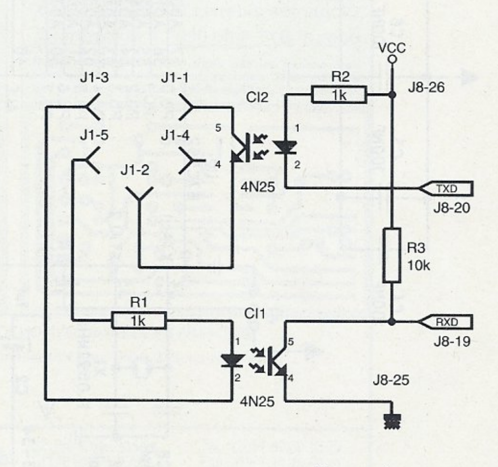


Figure 4

la prise DB9 se fasse facilement grâce à un câble plat et des connecteurs sertissables. Lors du montage des capacités de découplage, il ne faudra pas oublier la capacité C4 située sous le microprocesseur. On pourra la monter soit coté composants sous le support (les supports AUGAT permettent ce montage), soit coté cuivre. On prendra garde aussi au sens du support du microprocesseur. La broche 1 du support peut être repérée sur le cuivre par sa forme carrée.
Les **figures 5a** à **5c** donnent respectivement les deux faces de la carte et l'implantation des composants.

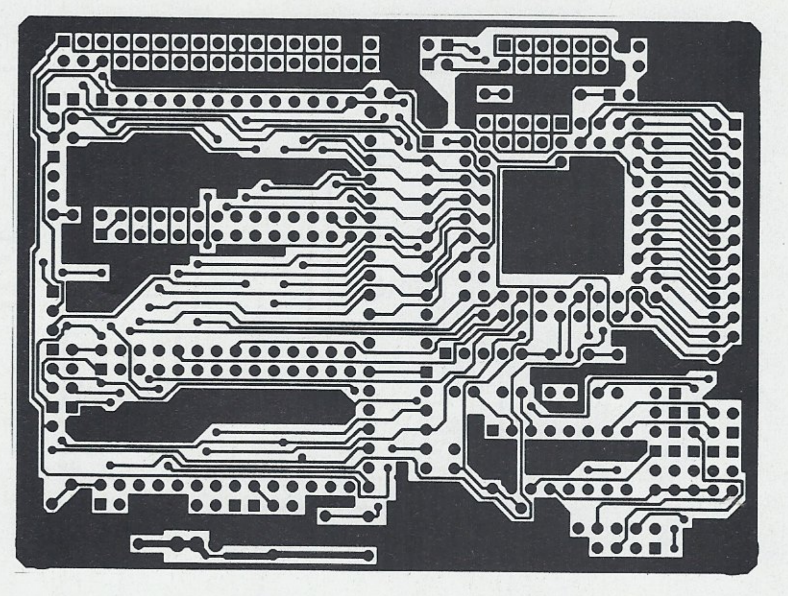


Figure 5a

RETOUR À LA LOGIQUE FLOUE

Après avoir fait le tour des possibilités de la carte, nous allons maintenant aborder sa mise en œuvre dans le cadre du moniteur flou décrit dans les articles précédants: il suffit d'insérer l'EPROM du moniteur U1 ainsi que un boitier RAM ou EEPROM dans l'emplacement U6 et de connecter un terminal ou un MINITEL pour, après avoir mis sous tension, voir le menu général apparaître sur l'écran. A la mise sous tension, le moniteur envoie un message indiquant quel type de microprocesseur est monté sur la carte, ainsi que la vitesse de transmission qui a été choisie. Ce message est **toujours** envoyé à 1200 bauds parité paire. Une fois ce message émis, le processeur changera de vitesse en accord avec la vitesse programmée précédemment. Si le terminal connecté est un MINITEL, le moniteur demandera au MINITEL de commuter sa vitesse de transmission automatiquement. Si on désire de manière hardware retourner à la configuration par défaut, il suffit, lors de la mise sous tension, de connecter provisoirement la ligne TxD à la masse. Le système ré-initialisera alors la vitesse de transmission à 1200 bauds parité paire, terminal type MINITEL etc. Si la carte est utilisée seule, on pourra connecter un bouton de reset entre les broches 32 et 34 du connecteur J3, les servomoteurs, type radiocommande, seront connectés sur les broches 15 et 16 du connecteur J8, les broches 12 et 14 du connecteur J1 seront reliées pour connecter l'entrée STADC à la masse. Si l'on utilise deux sorties d'un récepteur de

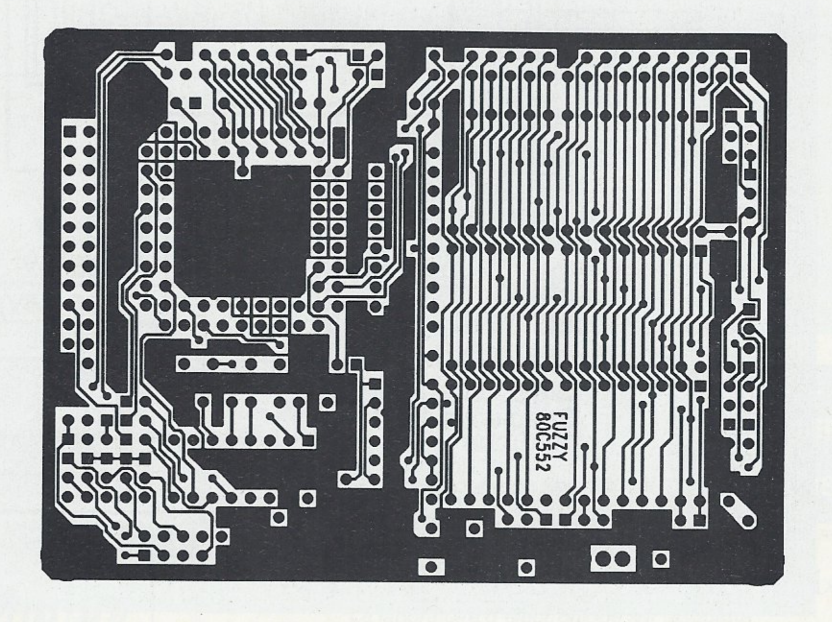


Figure 5b

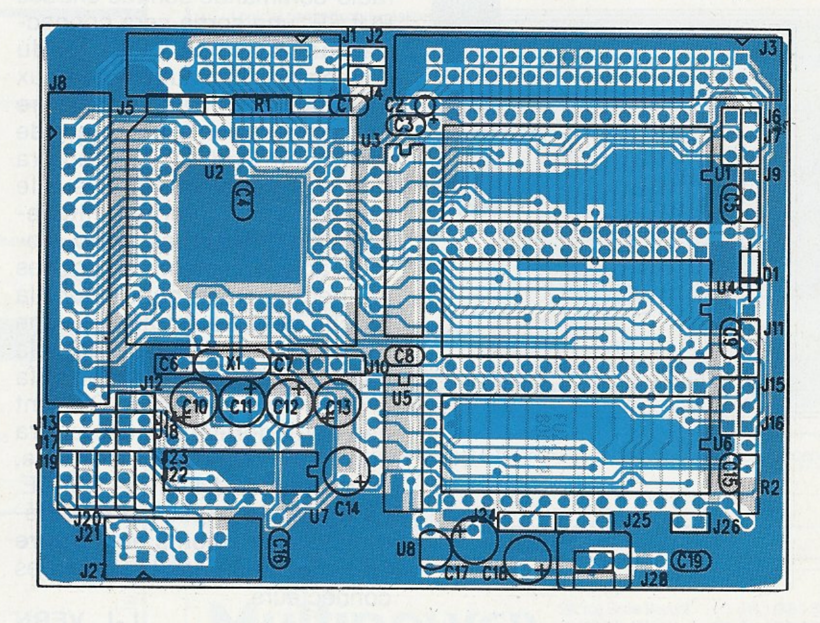


Figure 5c

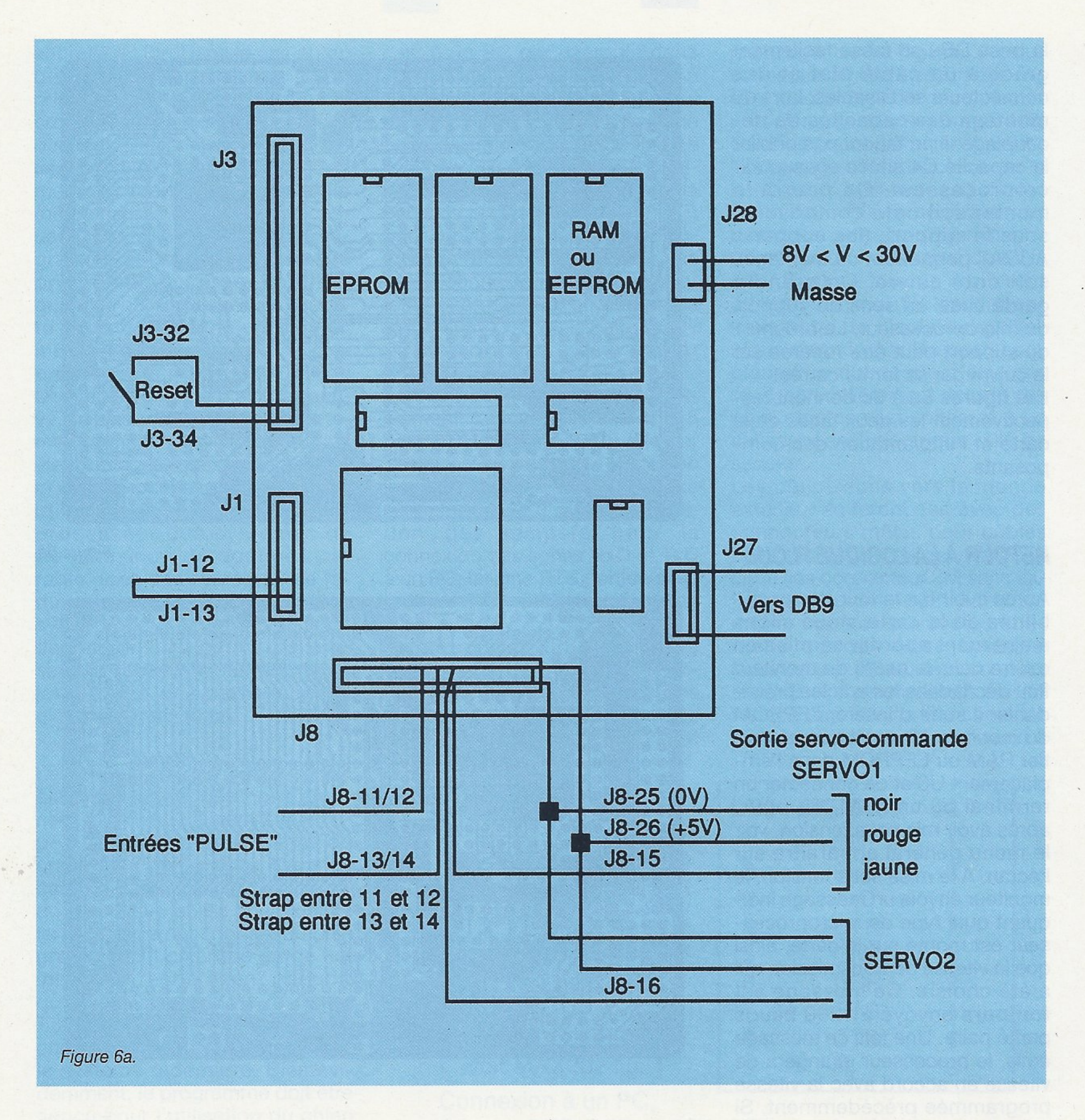


Figure 6a.

radio-commande comme entrées PULSE, une sortie sera connectée aux broches 11 et 12 du connecteur J8, l'autre sortie aux broches 13 et 14 du même connecteur. Sur le récepteur de radiocommande, il vous suffira donc de vous brancher sur le connecteur qui servait initialement à alimenter les servo-moteurs ; généralement, ce sont des connecteurs 3 broches dont la broche centrale est au +5V, une des broches extérieures à la masse, et l'autre broche à la broche de commande. Ce sont ces deux dernières qu'il faudra connecter, la masse à la masse, la commande à l'entrée PULSE. La **figure 6a** explicite ces différents branchements et la **figure 6b** l'affectation des broches des connecteurs.

J.-L. VERN

NOTA : Les lecteurs intéressés par cette réalisation se procureront les programmes sources associés sur le serveur ERP (nom du fichier : FUZZY).

Ceux de nos lecteurs qui auraient des difficultés à réaliser le circuit imprimé pourront se procurer celui-ci pour 150 F à la société ASHOKA à Toulouse, Tél. : 61.13.37.08 (57, Bd de l'embouchure, 31075 Toulouse cedex).

Le circuit imprimé est réalisé en double face, trous métallisés avec vernis épargne et sérigraphie.

J 1

AVREF-	1	2	AVREF+
AVDD	3	4	ADC7
ADC6	5	6	ADC5
ADC4	7	8	ADC3
ADC2	9	10	ADC1
ADC0	11	12	STADC
DGND	13	14	AGND
+10V	15	16	-10V

J 3

$\overline{\text{I/O}}$	1	2	VMEM (U6)
+5V	3	4	$\overline{\text{WR}}$
A14	5	6	A15
A13	7	8	A12
A8	9	10	A7
A9	11	12	A6
A11	13	14	A5
$\overline{\text{RD}}$	15	16	A4
A10	17	18	A3
DGND	19	20	A2
AD7	21	22	A1
AD6	23	24	A0
AD5	25	26	AD0
AD4	27	28	AD1
AD3	29	30	AD2
DGND	31	32	+5V
ALE	33	34	Reset

Connexion à faire pour Reset (entre +5V et Reset)

J 8

PWM0	1	2	PWM1
P4.0	3	4	P4.1
P4.2	5	6	P4.3
P4.4	7	8	P4.5
P4.6	9	10	P4.7
P1.0	11	12	P1.1
P1.2	13	14	P1.3
P1.4	15	16	P1.5
P1.6	17	18	P1.7
RxbP3.0	19	20	P3.1 Txd
P3.2	21	22	P3.3
P3.4	23	24	P3.5
DGND	25	26	+5V

(P3.7 et P3.6 ($\overline{\text{RD}}$ et $\overline{\text{WR}}$) sont sur J3)

Figure 6b : le connecteur J27 se connecte point à point à une DB9 pour faire une liaison RS-232.

Nomenclature

Résistances

R1 : 10 Ω
R2 : 10 kΩ

Condensateurs

C2 : 1 µF
C6, C7 : Céramique 33 pF
C10, C11, C12, C13 : Chimique de 4,7 µF à 22 µF
C14 : Chimique de 4,7 µF à 47 µF
C17 : Chimique de 47 µF
C18 : Chimique de 100 µF
C1, C3, C4, C5, C8, C9, C15, C16, C19 : Céramique 10 nF à 100 nF

Circuits intégrés

U1 : 27C512 ou 27C256
U2 : 80C552
U3 : 74HC573
U4 : HM62256 (RAM), 28C256, HM58C256 (EEPROM)
U5 : 74HC00
U6 : 27C256(EPROM), HM62256, 28C256 ou HM58C256
U7 : MAX232
U8 : LM7805

Semiconducteur

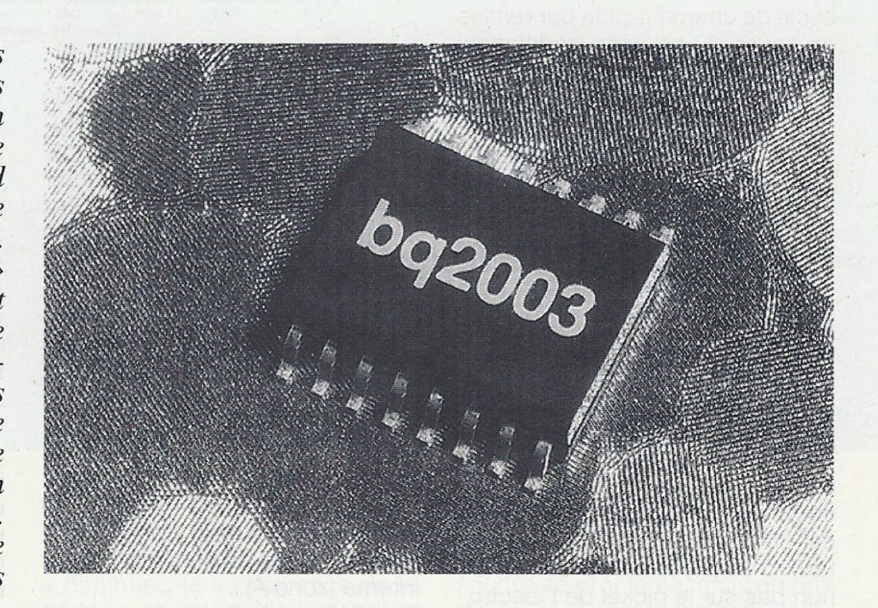
D1 : 1N4148

Divers

X1 : Quartz 11,0592 MHz

Les circuits intégrés pour chargeurs rapides

Les utilisateurs de matériels alimentés par batteries rechargeables acceptent de moins en moins volontiers de devoir attendre les douze à quinze heures que prend traditionnellement une charge «normale». Même une charge «accélérée» durant quatre ou cinq heures est souvent ressentie comme excessivement longue, aussi devient-il courant de recourir à des chargeurs «rapides» ou même «ultra-rapides» capables de recharger un accumulateur en quelques dizaines de minutes. Mais l'opération est délicate, voire même dangereuse si on ne prend pas les précautions voulues. Fort heureusement, des circuits intégrés spéciaux commencent à apparaître sur le marché, qui permettent la réalisation de chargeurs exploitant à fond et avec un minimum d'inconvénients la capacité des batteries capables de supporter la charge rapide.



QU'APPELLE-T-ON «CHARGE RAPIDE» ?

L'usage a longtemps voulu que l'on recharge les accumulateurs selon la «règle du dixième», c'est-à-dire en leur appliquant un courant égal au dixième de la capacité horaire de la batterie.
Compte tenu du rendement imparfait du processus de charge, il faut sensiblement plus des dix heures théoriques pour amener ainsi un accu à sa pleine capacité : en pratique, on peut tabler sur une quinzaine d'heures.
Une telle charge «normale» est dite à «C/10» ou à «0,1C», C étant la capacité nominale de la batterie exprimée en ampère-heure.
Même si ce régime à 0,1C demeure optimal sur le plan de la longévité des accumulateurs et du «rendement de charge» (rapport entre la capacité réellement disponible après recharge et la capacité nominale), les accus modernes sont capables de supporter des recharges régulières sous des courants considérablement plus intenses.
On recharge désormais couramment une heure à 1,2C et parfois même 20 minutes à 4C (mais ce dernier régime n'est pas toléré par tous les types d'accus).
La charge rapide nécessite toutefois une grande prudence : autant les éléments cadmium-nickel (NiCd) tolèrent bien la surcharge sous de faibles courants (moins de C/20), autant le moindre dépassement de la capacité sous un courant nettement supérieur à C/10 est à proscrire.
Passer outre à cette consigne expose à des risques d'endommagement rapide des accus, voire même d'explosion.
Il est donc capital qu'un chargeur rapide puisse détecter très précisément le point de fin de charge, car on ne peut pratiquement pas introduire de marge de sécurité : une minute de charge en moins à 4C peu, en effet, représenter une heure de perte sur une autonomie de vingt heures, par exemple...
Plusieurs critères peuvent être utilisés pour cette détection, mais aucun n'est fiable à 100% ni universel. Certains sont valables pour toutes les technologies d'accumulateurs, alors que

d'autres ne peuvent s'appliquer indifféremment aux actuels éléments NiCd et aux nouveaux accus NiMH (nickel-hydrures métalliques) appelés à les remplacer progressivement pour des raisons de protection de l'environnement.
Une solution souvent retenue consiste donc à recouper plusieurs de ces critères, afin d'en déduire une conclusion aussi juste que possible, tout en mettant en place certains garde-fous.
On peut également améliorer le cycle de charge rapide par remise en cause du principe traditionnel de charge à courant constant.
A valeur moyenne identique, il peut se révéler plus efficace d'appliquer des impulsions à fort courant séparées par des périodes de repos.
Il a également été reconnu comme bénéfique de faire alterner des périodes de charge et de décharge : de brèves impulsions de décharge intercalées entre des impulsions de charge contribuent à «fortifier» la batterie par élimination périodique des amas de bulles gazeuses et à lutter contre l'effet de «mémoire» dont souffrent les accus NiCd, et qui est dû à une croissance des cristaux d'oxyhydroxyde de nickel, non pas sur le nickel de l'électrode, mais sur les cristaux subsistant après une décharge incomplète.
Décharger un accu jusqu'à une tension donnée avant de le charger est également une pratique recommandable : d'abord pour éviter la perte progressive de capacité due à ce même phénomène de mémoire, mais aussi pour connaître avec certitude la durée prévisible de charge pour une capacité donnée.
Il peut même être intéressant de procéder de temps à autre à une décharge chronométrée après une charge complète : on déterminera ainsi la capacité exacte de la batterie, laquelle peut évoluer sensiblement au cours de sa vie, afin d'adapter en conséquence les paramètres de charge.
Mais ce genre d'opération nécessite, naturellement, un suivi de la batterie par un chargeur «intelligent» géré par un microprocesseur à mémoire non volatile.

Déroulement du cycle de charge

Les trois principaux paramètres que l'on peut surveiller avec une certaine facilité pendant la charge d'une batterie sont la tension à ses bornes (de préférence lors d'une interruption du courant de charge), sa température, et naturellement l'écoulement du temps.
Les courbes de la **figure 1** décrivent les corrélations existant entre ces trois grandeurs, dans le cas assez représentatif d'un élément NiCd chargé sous un courant constant égal à sa capacité horaire (1,0C) pendant une durée supérieure à la normale afin de mettre en évidence le phénomène de surcharge.

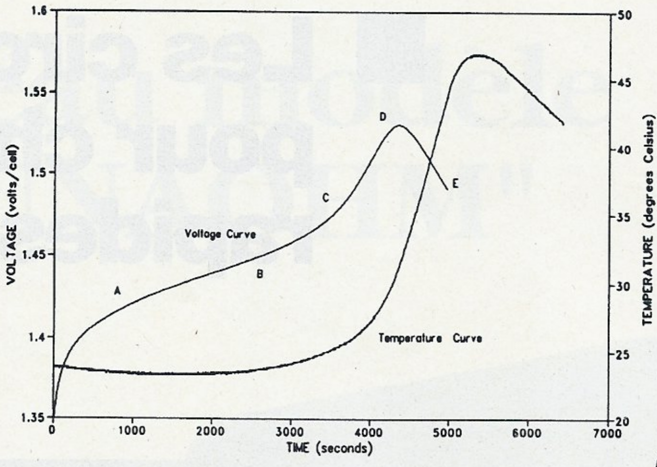


Figure 1

Dès l'application du courant, la tension aux bornes de l'élément s'élève nettement au dessus de sa valeur nominale à vide (environ 1,3 V) à cause de son impédance interne (zone A).
Puis l'élévation de tension ralentit rapidement et se stabilise, pendant que la batterie commence à «prendre la charge». A ce stade (zone B), l'oxygène dégagé par la réaction électrochimique se recombine au fur et à mesure, ce qui évite, pratiquement, toute augmentation de pression interne et de température.
Lorsque l'élément approche de la pleine charge (zone C), la surface d'électrode positive capable de produire de l'oxygène se réduit, ce qui fait croître son impédance interne : la tension à ses bornes s'élève donc plus rapidement. Il ne s'agit pas encore d'un critère de fin de charge, mais tout au plus d'un signe avant-coureur.
Le point exact de passage du régime de charge à celui de surcharge (zone D) correspond à un changement radical de nature de la réaction électrochimique : l'oxygène dégagé n'est plus produit par la réduction en cadmium de l'hydroxyde de cadmium (phénomène de charge), mais par électrolyse de l'électrolyte à base d'eau et de potasse.
A ce stade, cet oxygène peut encore être recombiné rapidement à l'électrolyte au niveau de l'électrode négative, mais il se produit une nette augmentation de température (jusqu'à une cinquantaine de degrés) et de pression (jusqu'à 6 ou 7 bars).
Si le courant de charge n'est pas promptement interrompu, ou tout au moins ramené à une valeur «d'entretien» (C/50 à C/30), la soupape de sûreté de l'élément finit par fonctionner (au delà de la zone E) : il y a alors échappement d'oxygène et, ce qui est plus grave, perte d'électrolyte.
Ce genre d'incident abrège considérablement la durée de vie de la batterie et peut endommager sérieusement son environnement.
A la limite, si le dégagement gazeux excède le débit de la soupape, l'élément peut fort bien exploser.
Malgré une allure générale commune, ce cycle peut varier notablement en fonction de la vitesse de charge et de la technologie de l'accu.
La **figure 2** reproduit l'exemple d'un élément NiCd chargé sous C (sans surcharge), à comparer avec la **figure 3** qui se rapporte au même courant, mais appliqué cette fois à un élément NiMH.
La **figure 4** montre qu'à 0,55C la température de l'élément NiMH reste nettement plus modérée, tandis qu'à la **figure 5** on constate que même sous 2C un accu NiCd ne s'échauffe notablement qu'en toute fin de charge.
Il résulte donc de ces quelques comparaisons qu'un bon chargeur rapide ne peut guère se contenter de détecter le point de fin de charge par le franchissement d'un simple seuil de tension ou de température.
Il faut d'ailleurs savoir que ces comportements «typiques» peuvent varier assez largement en fonction de l'âge de la batterie ou de la température ambiante.

Figure 2

Figure 3

Figure 4

Figure 5

Les principaux critères de fin de charge

Nous avons vu que le simple franchissement d'un seuil de tension ne pouvait guère constituer un critère satisfaisant de fin de charge. Par contre, une analyse suffisamment fine des variations de la tension peut fournir des éléments de décision suffisants dans la majorité des cas.

Le point d'arrêt idéal correspondant à l'instant où la tension cesse de croître et va commencer à diminuer, la surveillance de la dérivée première de la tension par rapport au temps permet de détecter très précisément cet instant.

Mais cette dérivée est sujette à de brusques variations en cas d'irrégularités même minimes, mais brèves de la tension. Un algorithme de régression linéaire associé à un filtrage peut résoudre ce problème, mais au prix de calculs relativement complexes.

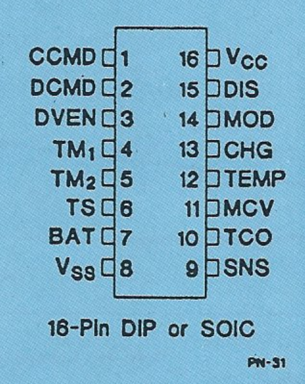
C'est pourtant l'approche qui a été retenue par ICS (Integrated Circuit Systems) pour son composant ICS1700, bâti autour d'un microprocesseur RISC associé à

un CAN à 10 bits.
Une approche radicalement différente mais très fiable aussi bien avec les éléments NiCd qu'avec les NiMH est la détection du début de l'accélération de la montée en température, pratiquement concomitant avec le pic de tension.
Là encore, il s'agit finalement de surveiller une dérivée première, ce qui est nettement préférable à la mesure de la différence entre la température de la batterie et la température ambiante, car un seul capteur suffit.
C'est là le critère principal retenu par BENCHMARQ dans son BQ2003, complété, toutefois, par la détection de l'inversion de la pente de la tension.
Certains composants économiques comme les TC675 et TC676 de TELEDYNE se contentent de stopper la charge dès qu'une température excessive est détectée (de l'ordre de 45 à 50°C), critère qui ne sert guère que d'ultime sécurité avec les composants les plus sophistiqués.
De même, la limitation de la durée de charge n'est guère employée que pour limiter les dégâts en cas de mauvaise interprétation des critères plus fins.
Certaines conditions particulières peuvent en effet contrarier les procédures de détection particulièrement élaborées.
Une batterie comportant des éléments douteux, par exemple, peut fort bien ne pas présenter le pic de tension caractéristique du passage en régime de surcharge : il suffit que la tension d'un élément diminue pendant que celle d'un autre augmente, ce qui n'est pas rare avec des batteries arrivant en fin de vie.
Il peut aussi arriver que l'on tente de mettre en charge rapide une batterie déjà chargée : dans un tel cas, la tension dépasse très rapidement la valeur prévisible pour une batterie déchargée et un simple seuil de sécurité suffit.
Par contre, si on remet en charge une batterie déjà surchargée, c'est à une brusque baisse de tension que l'on assiste : il est alors important de stopper immédiatement la charge.
Enfin, un défaut fréquent des batteries NiCd est l'apparition de courts-circuits dans certains éléments : il en résulte une tension au début de la charge qui sera inférieure à la valeur normale de 1,3 V par élément, ce qui est également détectable par le biais d'un simple seuil.

Le chargeur idéal devra donc surveiller à la fois l'évolution dans le temps de la tension et de la température, plus un certain nombre de seuils prédéterminés.
Moyennant quoi, et à condition d'être très exactement paramétré en fonction des caractéristiques des batteries à charger, il permettra de tirer en toute sécurité le maximum de service des accumulateurs très performants disponibles dès à présent et dans le futur.

QUELQUES EXEMPLES DE COMPOSANTS

Les circuits intégrés spécialisés permettant de développer des chargeurs rapides vraiment performants commencent tout juste à apparaître sur le marché, et n'en sont même encore souvent qu'au «statut» préliminaire.
Les fabricants qui, comme BENCHMARQ, s'intéressaient, depuis un certain temps déjà, à la gestion d'énergie dans les équipements portables disposent bien entendu d'une avance significative.
Le BQ2003, dont la **figure 6** reproduit le brochage et la **figure 7** le synoptique interne, représente un bon compromis entre performances et simplicité de mise en œuvre.
Capable de contrôler une charge rapide en surveillant les dérivées de la température et de la tension, il est également doté de sécurités (débrayables) en température, tension et temps.
Adapté aussi bien aux éléments NiCd que NiMH, il peut tester la batterie avant sa mise en charge et, dans une certaine mesure, remettre en état des accus maltrai-



Pin Names

CCMD	Charge command/select
DCMD	Discharge command
DVEN	-ΔV enable/disable
TM1	Timer mode select 1
TM2	Timer mode select 2
TS	Temperature sense
BAT	Battery voltage
Vss	System ground
SNS	Sense resistor input
TCO	Temperature cutoff
MCV	Maximum voltage
TEMP	Temperature status output
CHG	Charging status output
MOD	Charge current control
DIS	Discharge control
Vcc	5.0V ±10% power

Figure 6

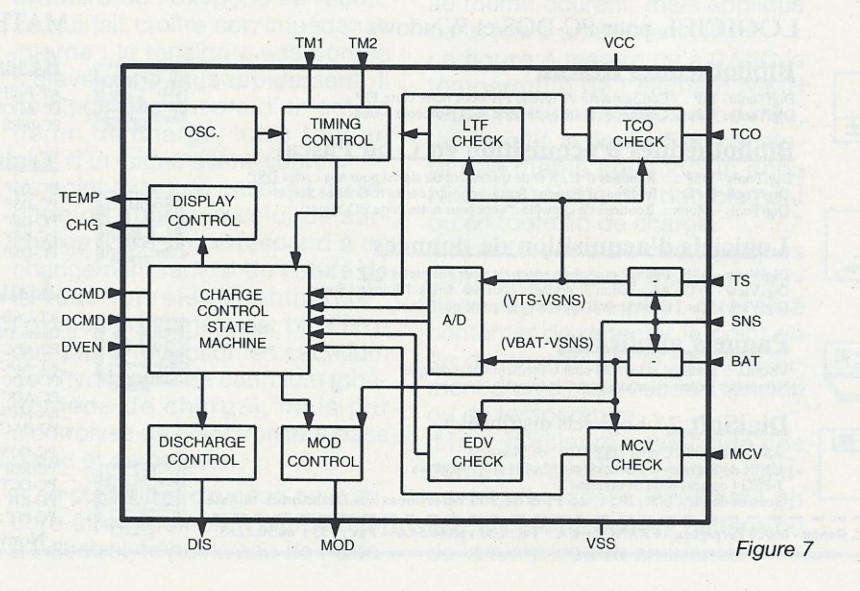


Figure 7

tés par un stockage prolongé ou une utilisation inadéquate.
Le BQ2003 dispose, en effet, d'une fonction de décharge, précieuse pour faire «travailler» artificiellement une batterie devenue «paresseuse».
La charge peut être simplement rapide ou optimisée par enchaînement d'une charge rapide et d'une période de charge huit fois plus douce : ainsi, on atteindra en toute sécurité et dans les meilleurs délais une charge aussi complète que possible.
Mais le BQ2003 peut aussi s'occuper d'une charge dite «d'entretien» (C/40 à C/50) destinée à maintenir la pleine charge lors du stockage, ou à préparer en douceur une batterie à recevoir une charge rapide.
Associé à un petit nombre de composants externes qu'il convient, évidemment, de calculer avec beaucoup de rigueur, le BQ2003 peut commander un régulateur de courant linéaire (**figure 8**) ou à découpage (**figure 9**). Il peut aussi moduler par tout ou rien une source de courant

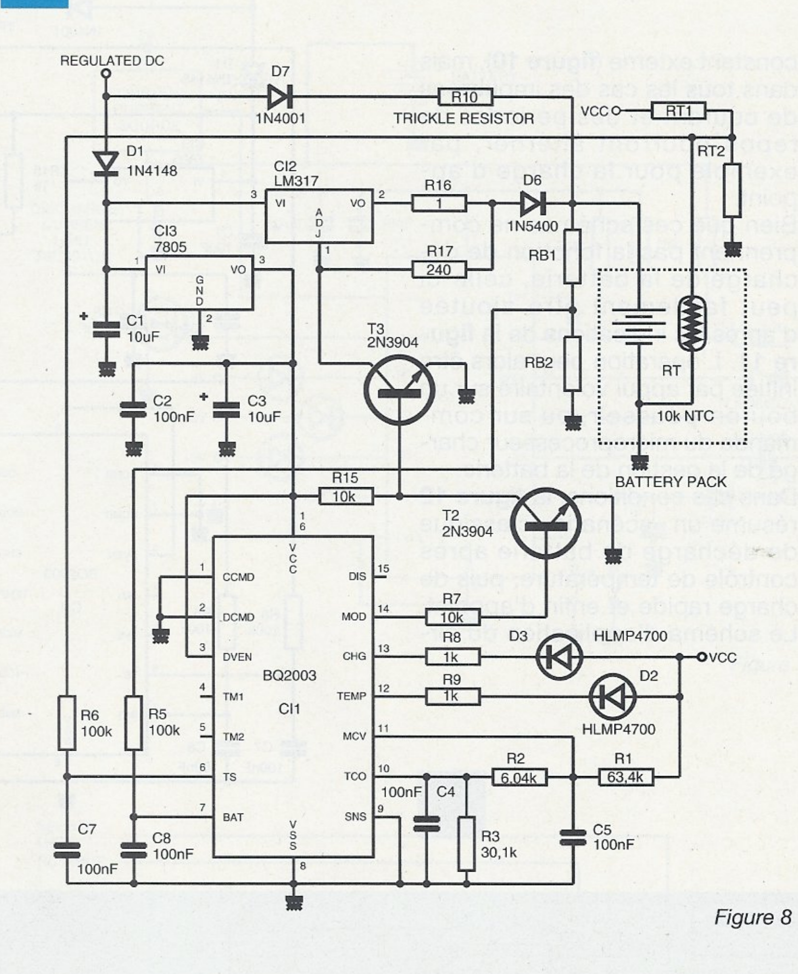


Figure 8

Figure 9

constant externe (**figure 10**), mais dans tous les cas des impulsions de courant et des périodes de repos pourront alterner, par exemple pour la charge d'appoint.
Bien que ces schémas ne comprennent pas la fonction de décharge de la batterie, celle-ci peut facilement être ajoutée d'après les indications de la **figure 11**. L'opération peut alors être initiée par appui volontaire sur un bouton-poussoir, ou sur commande du microprocesseur chargé de la gestion de la batterie.
Dans ces conditions, la **figure 12** résume un «scénario» classique de décharge de batterie après contrôle de température, puis de charge rapide et enfin d'appoint. Le schéma d'application du cir-

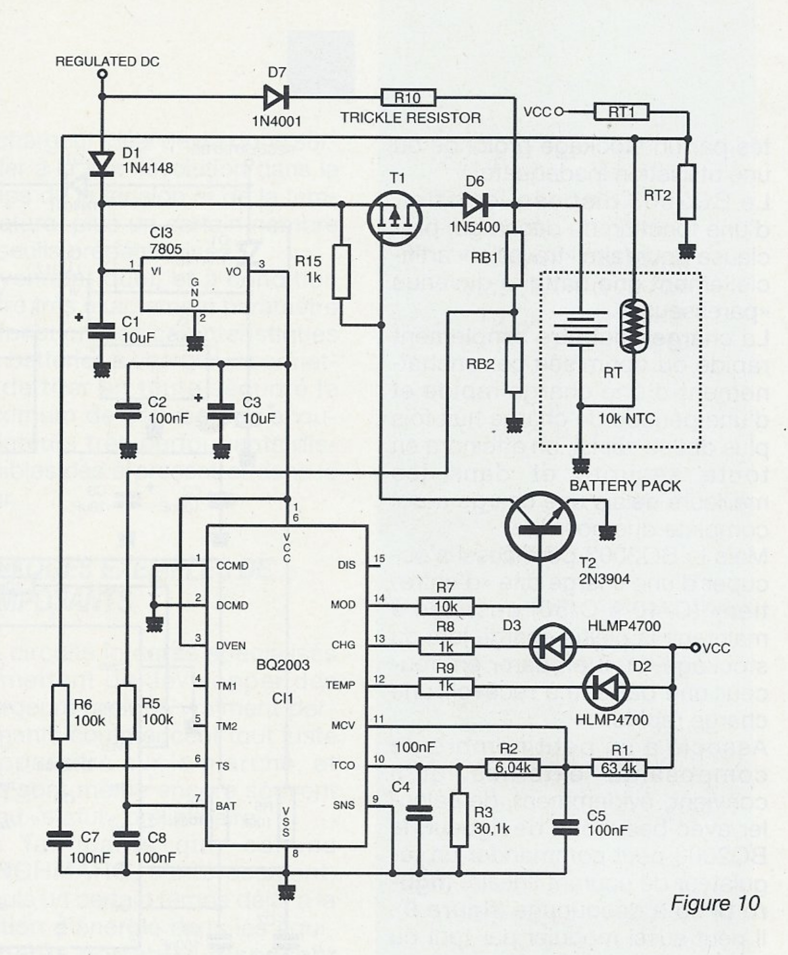


Figure 10

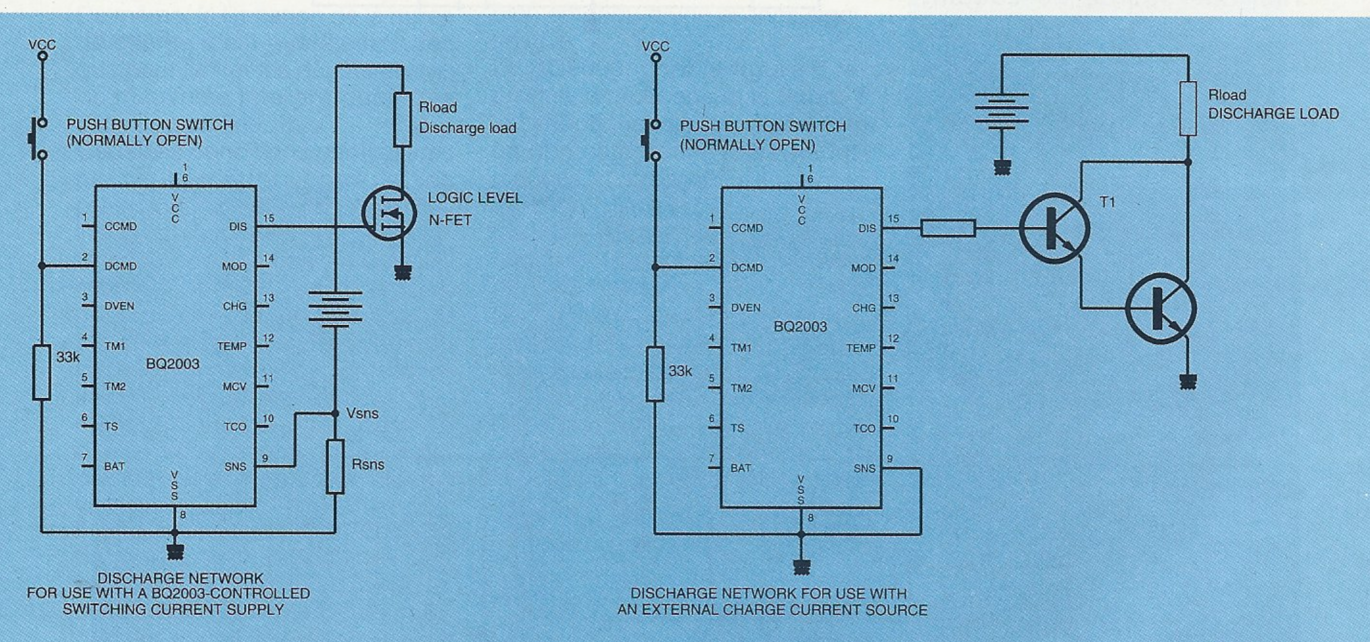


Figure 11

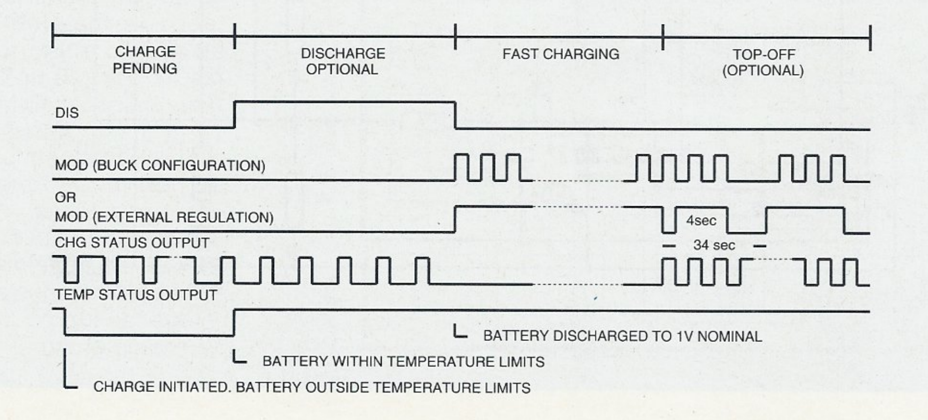


Figure 12

cuit ICS1700, reproduit à la **figure 13**, est pour sa part au moins aussi simple malgré la sophistication interne de ce composant, visible sur le synoptique de la **figure 14** (microprocesseur RISC incorporé assimilable à un DSP). Cela ne l'empêche pas d'appliquer un procédé de charge original et d'ailleurs breveté, connu sous le nom de «Réflex» et détaillé à la **figure 15** : à l'intérieur de chaque «trame» d'une seconde, 5 ms sont réservées à une impulsion de décharge sous 2,5 fois le courant de charge, et 12 ms à des périodes de «récupération» à courant nul.

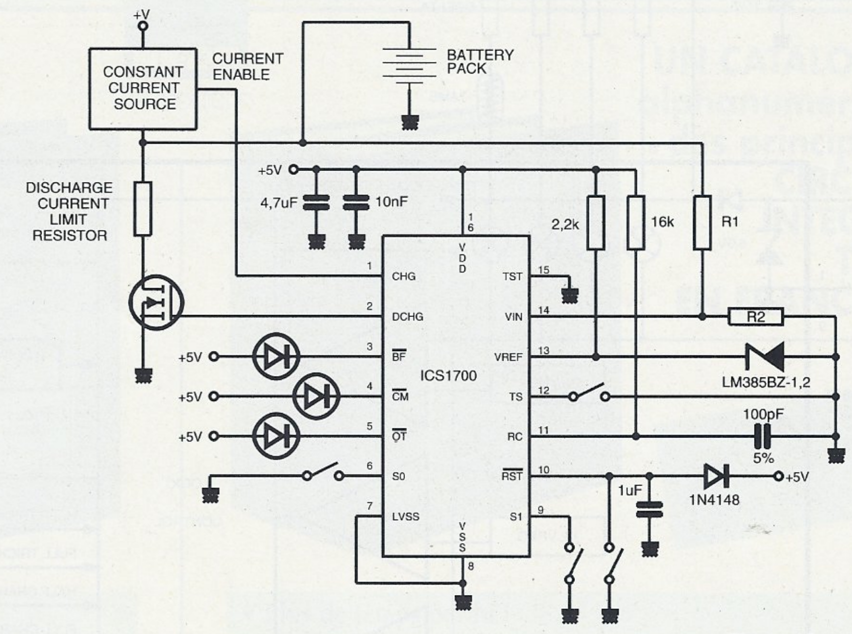
C'est d'ailleurs pendant ces périodes de repos que sont effectuées les mesures de tension, ce qui les met à l'abri des perturbations les plus courantes.

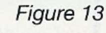
En régime de charge d'entretien, la **figure 16** montre que la durée et l'amplitude des impulsions de charge et de décharge demeurent inchangées, seule la durée des périodes de repos se trouvant massivement augmentée.

Avec ses TC675 et TC676 dont la **figure 17** reproduit les brochages possibles, TELEDYNE COMPOSANTS propose une solution économique bien que raisonnablement sûre.

Le synoptique de la **figure 18** montre que le fonctionnement du système repose sur l'emploi d'un simple séquenceur associé à un temporisateur et à une batterie de comparateurs : en quelque sorte l'extension au domaine de la charge rapide de techniques couramment utilisées pour la charge normale ou accélérée.

Le schéma d'application de la **figure 19** permet de constater que le courant de charge est simplement commuté en tout ou rien par un thyristor alimenté par un redresseur double alternance sans filtrage.




Figure 13

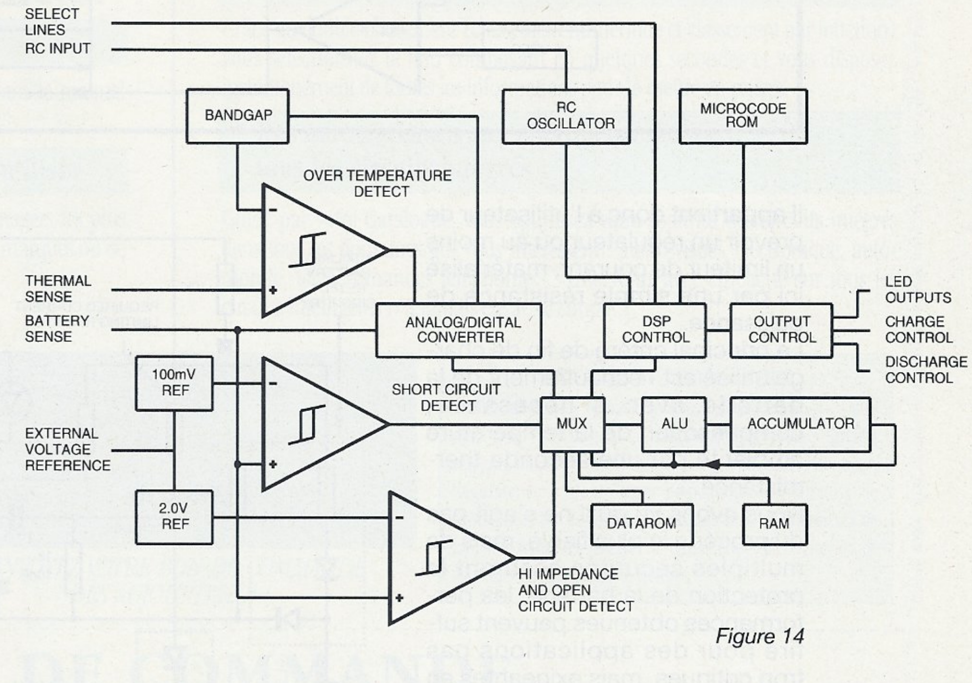


Figure 14

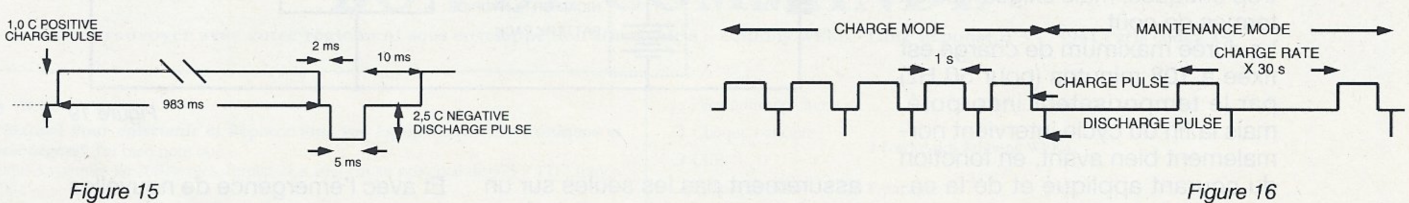


Figure 15

Figure 16

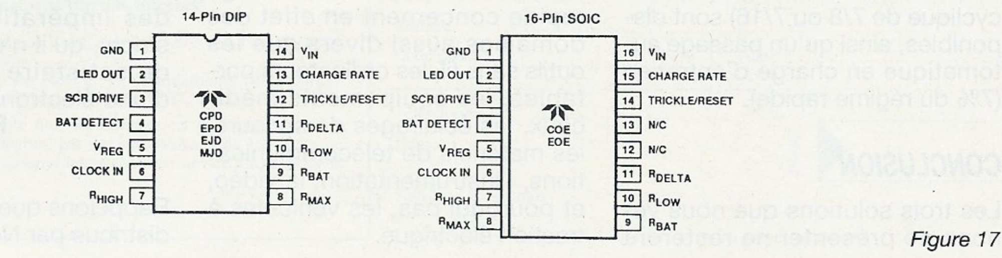


Figure 17

Figure 18

Il appartient donc à l'utilisateur de prévoir un régulateur ou au moins un limiteur de courant, matérialisé ici par une simple résistance de puissance.
Le principal critère de fin de charge utilisé est l'échauffement de la batterie, avec, si nécessaire, compensation de la température ambiante par une seconde thermistance.
Nous avons vu qu'il ne s'agit pas du procédé le plus fiable, mais de multiples sécurités assurant la protection de la batterie, les performances obtenues peuvent suffire pour des applications pas trop critiques, mais exigeantes en termes de coût.
La durée maximum de charge est fixée à 108 minutes (pour 50 Hz) par le temporisateur incorporé, mais la fin du cycle intervient normalement bien avant, en fonction du courant appliqué et de la capacité de la batterie.
Deux allures de charge (rapport cyclique de 7/8 ou 7/16) sont disponibles, ainsi qu'un passage automatique en charge d'entretien (7% du régime rapide).

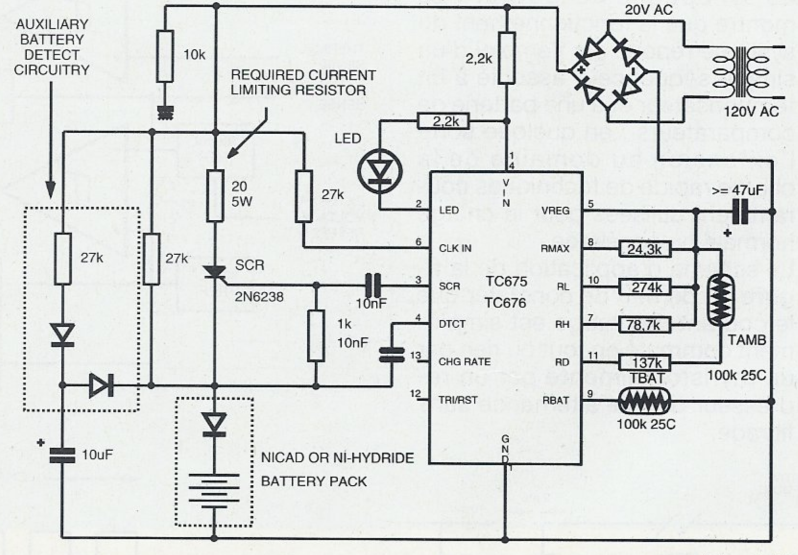


Figure 19

CONCLUSION

Les trois solutions que nous venons de présenter ne resteront assurément pas les seules sur un marché qui semble promis à un bel avenir. Les batteries à charge rapide concernent en effet des domaines aussi divers que les outils sans fil, les ordinateurs portables, les équipements médicaux, les éclairages de secours, les matériels de télécommunications, l'instrumentation, la vidéo, et pourquoi pas, les véhicules à traction électrique.

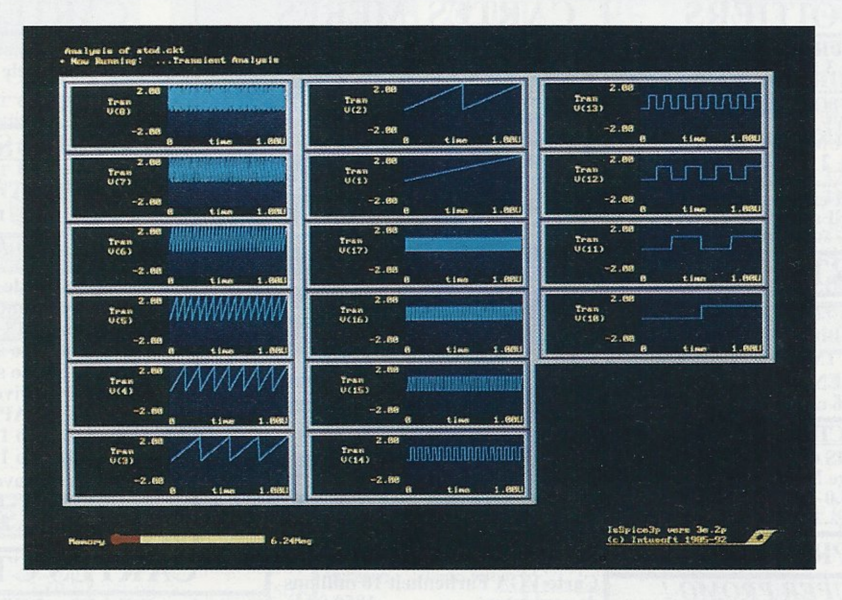
Et avec l'émergence de nouvelles technologies d'accumulateurs, les chargeurs doivent répondre à des impératifs toujours plus stricts, qu'il n'est guère possible de satisfaire que par le biais d'une électronique performante.

Patrick GUEULLE

Rappelons que Benchmarq est distribué par Newtek.

Le simulateur ISPICE 3, INTUSOFT

Parmi les nombreuses sociétés présentant des simulateurs électroniques mixtes à noyau SPICE, INTUSOFT se démarque en proposant un package incorporant saisie de schéma, programme de modélisation, simulateur (ISPICE 3) à base du noyau SPICE 3E.2 remanié (et non 3G.2 comme nous l'avons annoncé incorrectement en couverture), et enfin interface graphique de visualisation des résultats d'analyse. L'ensemble, baptisé ICAP4 (dernière version) pour les plates-formes PC 386 et 486 dotées de plus de 4 Moctets de RAM, est commercialisé en France par la société EXCEM pour environ 16 000 F HT, ce qui constitue actuellement la meilleure offre du marché.



Particularité intéressante, INTUSOFT propose en outre des solutions pour MAC et PC pouvant inclure tout ou partie des modules que l'on peut donc acquérir séparément, au fur à mesure de ses besoins, ou encore selon l'évolution des produits. Cette démarche permet d'obtenir un simulateur de haut niveau pour moins de 10 000 F. Les packages «haut de gamme» ICAP/3X ou ICAP/4 nécessitent un coprocesseur et peuvent travailler sur des circuits virtuellement illimités en taille pourvu que l'on dispose d'une mémoire conséquente que le logiciel gère automatiquement. En cours d'analyse ISPICE 3 indique d'ailleurs la mémoire occupée et celle restante sur un petit bargraph. Autre point non moins intéressant pour un simulateur, ISPICE avec le processeur graphique de traitement des données INTUSCOPE, permettent de visualiser l'évolution des courbes d'analyse demandées dans les commandes de fichier d'entrée, en cours de simulation. De la sorte on peut voir si tout est correct et ne pas attendre la fin d'une analyse pour stopper en cas de problème. INTUSCOPE, travaillant au format SPICE, offre d'ailleurs la possibilité de traiter des fichiers d'analyse provenant d'autres simulateurs SPICE, de même que ISPICE3, qui bien que fonctionnant avec le noyau 3E.2 écrit en C++, est entièrement compatible avec des fichiers entrés pour des simulateurs SPICE 2G.6 (la plupart). On ne peut, par contre, à l'aide d'INTUSCOPE, que visualiser des tensions et courants aux endroits spécifiés dans le fichier d'entrée ou par des points de test tous SPICENET. Cette petite limitation permet d'opérer sur des fichiers beaucoup moins encombrants, ce qui d'un autre côté est un avantage. Tout l'arsenal des fonctionnalités disponibles sur les simulateurs de haut niveau se retrouve sur ISPICE 3 avec même certaines innovations :

- simulation mixte analogique-numérique utilisant des fonctions booléennes internes et les expressions conditionnelles IF-THEN-ELSE ;
- analyse comportementale en analogique avec possibilité d'utiliser des équations algébriques, trigonométriques ou des fonctions transcendentales ;
- appel à des modèles améliorés de transistors MOSFET, thyristors, IGBT. Le package peut comprendre d'ailleurs un module de modélisation appelé SPICEMOD ;
- convergence améliorée en analyse DC ;
- enfin, un environnement très agréable à exploiter style MAC INTOSH ;

A cet égard, il faut souligner que les logiciels INTUSOFT sont développés sous MAC puis transposés sous PC, ceci explique cela, et le fait que ISPICE 3 soit compatible avec les MAC Quadra équipés de caches.

SPICENET

Le package contient un éditeur de schémas nommé SPICENET qui permet de dessiner à l'écran le montage à simuler. Doté d'un environnement à fenêtres, le programme dispose de tous les outils pour redéfinir ses propres composants et construire son schéma.

On peut ainsi créer des composants non disponibles, soit en utilisant des symboles graphiques (les artworks) déjà construits ou bien en les produisant à partir d'outils tels que des lignes, des boîtes ou des cercles... Cet artwork terminé, il pourra resservir pour des symboles futurs. Vient ensuite la modélisation du composant auquel on associe cet artwork, et on retrouve là les différents modèles SPICE de base : résistance, capacité, transistors bipolaires...

Cette étape de définition des nouveaux composants est dans la majeure partie des cas facultative, les librairies livrées étant amplement suffisantes en général : on y retrouve la grande majorité des composants usuels. On peut aussi noter l'exploitation remarquable et pleine de clarté des librairies dans lesquelles le com-

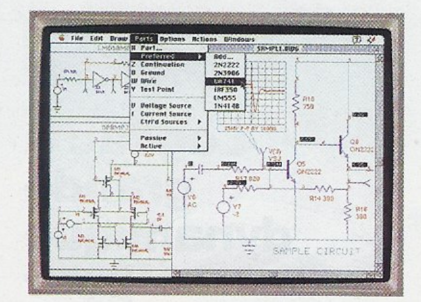
posant est ordonné dans des types et sous-types avec un commentaire explicatif. L'appel du composant est grandement facilité et pour ceux dits de base (Primitive Symbols), on peut associer une touche et une entrée directe dans le menu. Sont ainsi déjà définis : les résistances, les capacités, les diodes...
Les connexions entre les différents éléments du schéma sont, elles, aisément réalisés par des WIRES, le programme assurant automatiquement la validation des connexions.
L'affectation des valeurs et des divers attributs à chaque composant se déroule par l'ouverture d'une boîte de dialogue sur l'élément considéré. On retrouve alors dans cette boîte un récapitulatif de la syntaxe SPICE et un accès aux différentes valeurs du composant, ce qui sera apprécié par les utilisateurs novices qui disposent ainsi constamment d'une aide en ligne.
Vient ensuite la mise en place des points de mesure de tension qui se font aisément par la juxtaposition d'une pointe de test à la connexion à étudier. Pour ce qui concerne la mesure des courants, l'ergonomie est beaucoup plus discutable : il faut insérer un générateur de tension indépendant, donc sectionner les connexions présentes et y appliquer un point de test.
Pour les cas spéciaux et les différentes options d'analyse, on peut accéder directement au fichier texte produit pour modifier tel modèle ou option erronés. Le programme fait d'ailleurs de nombreuses fois usage de cette possibilité, preuve s'il en est que l'interface graphique n'est pas toujours à la pointe de ses performances.

INTUSCOPE

INTUSCOPE est le dernier maillon de la chaîne : après l'édition du schéma et sa simulation, il permet la visualisation et le traitement de tous les points tests définis dans l'éditeur de schéma ainsi que toute la famile de courbes produites par INTUSCOPE lui-même.
Le programme se présente dans un environnement multifenêtres composé d'une ou plusieurs fenêtres dédiées à la représentation des courbes (jusqu'à 16), d'une autre simulant une calculatrice, ainsi qu'une autre permettant la mise à l'échelle et le placement de la courbe, le tout gérable à la souris sans que la nécessité du clavier s'en fasse ressentir.
La représentation des courbes produites peut ainsi se faire suivant un nombre important de types : représentation linéaire, par points, par interpolation, suivant XY... avec une sélection dans le menu des signaux à afficher en provenance de la simulation. On ne dispose ici que de signaux que l'on a préalablement spécifié dans l'éditeur de schéma par des points de test.
Les modifications et les traitements sur la courbe se font de manière intuitive, et on peut très simplement la déplacer, la réduire, y positionner deux curseurs pour en avoir l'écart sur les deux axes.
INTUSCOPE ne s'arrête pas à la visualisation des courbes, mais dispose aussi d'outils de mesure. Sont ainsi déjà disponibles et modifiables une dizaine de procédures parmi lesquelles le calcul du temps de descente, du temps de propagation, etc.

Conclusion

Avec le package ICAP/4, INTUSOFT propose un ensemble de simulation performant à un prix plus que raisonnable et surtout propose les différents modules constitutifs indépendamment.


Edition sous SPICENET

Nous aurons l'occasion de revenir plus en détails sur ce logiciel en l'utilisant pour l'élaboration des réalisations venant dans nos rubriques «étude et conception» et «montage», voire circuits d'application.
Signalons pour finir qu'INTUSOFT édite et distribue une lettre trimestrielle faisant part des dernières évolutions de ses produits, des nouveaux modèles de composants disponibles et donnant des astuces et «tours de main» en simulation.

C. DUCROS

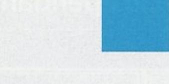
INFO



Logdac à grande dynamique pour applications audio

Analog Devices commercialise deux nouveaux convertisseurs numérique/analogique logarithmiques pour contrôle de volume dans les applications audio professionnelles : l'AD7111A, LOGDAC simple voie et l'AD7112, LOGDAC stéréo.
Ces circuits monolithiques ont une dynamique exceptionnelle (la meilleure qui soit pour ce type de circuit) puisqu'elle atteint 88,5 dB par canal. La résolution de l'atténuation est de 0,375 dB par incrément. Leur coût est aussi exceptionnellement bas. Certes, les VCA sont parfois encore moins chers, mais ils n'ont pas d'aussi bonnes performances dynamiques (les LOGDAC d'Analog Devices ne génèrent que - 91 dB de distorsion harmonique totale). De plus, les VCA ne peuvent pas être commandés directement par un microprocesseur sans logique externe.
La mise en œuvre des AD7111A et des AD7112 est aisée puisqu'une seule alimentation simple de + 5 volts leur est nécessaire et que leur contrôle se fait sur trois fils. L'atténuation est déterminée par un mot de 8 bits parallèles pour chaque LOGDAC. Si ces convertisseurs prennent place en contre-réaction d'amplificateurs opérationnels, ils peuvent servir à un contrôle numérique de gain. Leurs applications couvrent tous les domaines de l'audio professionnelle, mais aussi les marchés des autoradios, des cartes Add-on et de la Hi-Fi grand public.

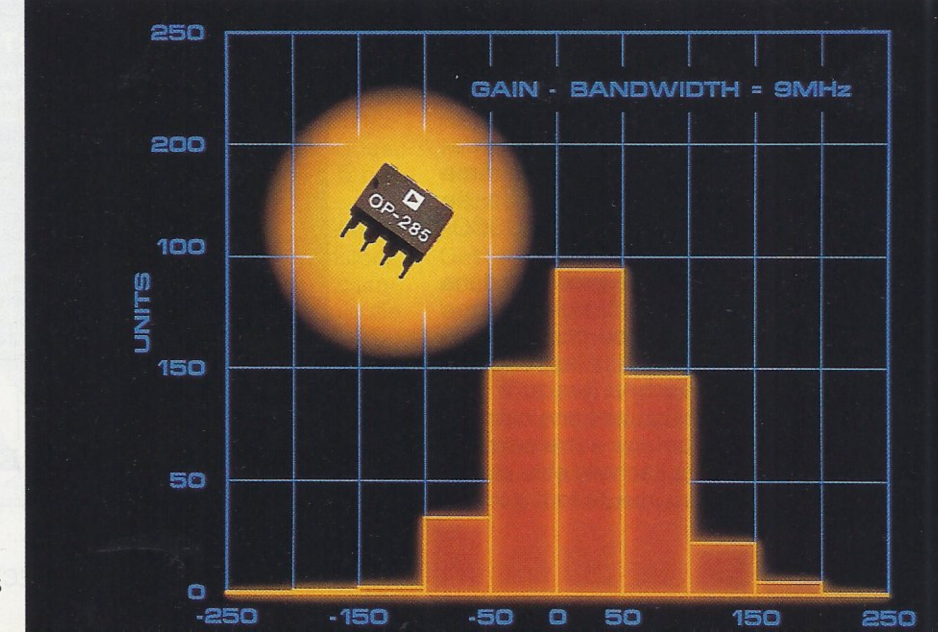
Les AD7111A et AD7112 sont compatibles avec les AD7524 et AD7528 (convertisseurs numérique/analogique 8 bits d'usage général). Il sera donc facile d'améliorer des cartes déjà existantes utilisant ces produits standards.



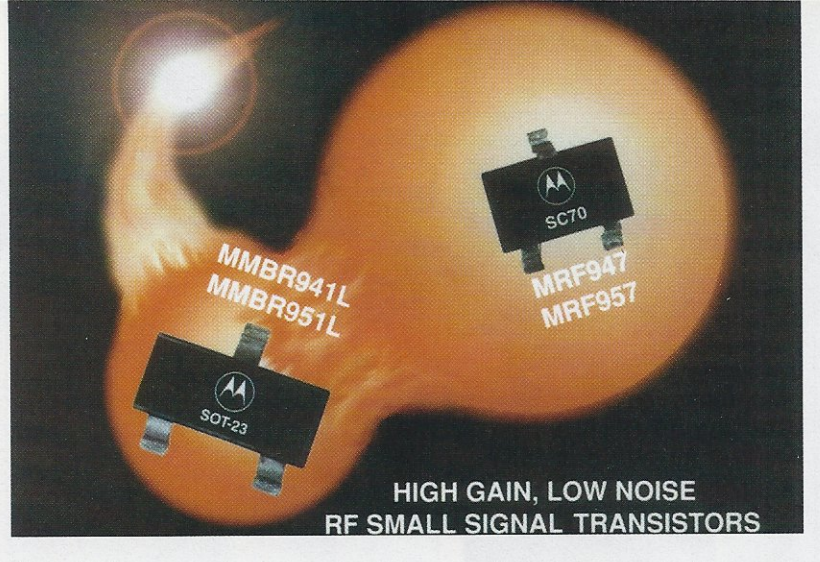
L'OP-285

L'OP-285 d'Analog Devices est un double amplificateur opérationnel de type «Butler», c'est-à-dire combinant des transistors bipolaires et des JFET dans la circuiterie d'entrée. Ce type de structure exploite les meilleures performances de chacun des éléments utilisés. On obtient ainsi un amplificateur à la fois rapide et précis : le produit gain-bande est de 9 MHz, le slew-rate garanti de 22 V/µs, la tension de décalage de 250 µV et la tension de bruit de 6nV/√Hz. Ces performances sont appréciées dans les applications de filtrage actif, dans les systèmes d'instrumentation, dans les amplificateurs d'impulsions et les systèmes audio de hautes performances.
Les circuits d'instrumentation, comme les générateurs de rampe et les filtres actifs sont tous réalisables avec un OP-285, en particulier parce que la dérive à long terme. L'OP-285 offre une dérive à long terme de 300 µV seulement. Parce que la tension de décalage est ajustée au laser et garantie, cet amplificateur opérationnel peut être utilisé en couplage DC sans ajustement externe.
La topologie de type «Butler» combine les avantages des deux éléments employés : la circuiterie bipolaire prédomine pour les petits signaux où le rapport signal sur bruit est très critique tandis que la structure JFET prédomine pour les grands signaux d'entrée où la vitesse de balayage doit être importante.
L'OP-285 est spécifié sur une gamme de température étendue (-40 à +85 °C). Il est disponible en boîtier 8 broches DIP et SOIC.

Analog Devices
3, rue G. Besse, CE 27
92182 Antony Cedex
Tél. : (1) 46.66.25.25



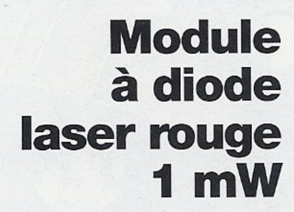
Transistors RF faible bruit CMS MOTOROLA



Motorola Semiconducteurs annonce les transistors MRF947 et MRF957.
Ces transistors NPN petits signaux bipolaires à faible bruit très performants, dont la puce est la même que celle des MRF941 et MRF951 sont encapsulés dans le boîtier pour montage en surface SC-70/SOT323.
Ces transistors peuvent être utilisés dans des applications de récepteurs à faible bruit, d'amplificateurs linéaires à faible puissance et plus particulièrement dans les applications pour lesquelles l'encombrement, le poids et le coût, sont les objectifs essentiels et lorsque la production est équipée de lignes automatiques d'assemblage pour montage en surface.
Les performances typiques de ces deux transistors à 1,5 GHz sont un gain de 10 dB et un bruit de 2 dB. Le courant maximum est respectivement de 50 mA pour le MRF947 et de 100 mA pour le MRF957.
Echantillons et petites quantités sont disponibles sur stock.
Par ailleurs, Motorola Semiconducteurs annonce le MRF 157, premier transistor RF à métallisation tout or de 600 W. Ce transistor qui est destiné aux applications haute fiabilité offre une passivation au nitrure de silicium, des corrections de source ballastées, des résistances dans les corrections de grille et un boîtier à semelle en elkonite.
Le MRF 157 peut être utilisé dans diverses applications : transmetteurs BLU, amplificateurs utilisés avec des équipements d'imagerie à résonance magnétique, four à dépôt par évaporation et amplificateurs opérant jusqu'à 80 MHz.
Les performances typiques du MRF 157 sont : une tension d'alimentation de 50 Volts, un gain élevé (20 dB à 30 MHz), un rendement de drain de 45 % typique et un IMD de 3e ordre de - 25 dB à la puissance nominale.
Echantillons et petites quantités sont disponibles sur stock.

MOTOROLA
Semiconducteurs
commerciale S.A.
2, rue Auguste-Comte - BP 39
92173 Vanves Cedex.
Tél. : (1) 40.95.59.00.
Fax : (1) 40.95.59.01.

Module à diode laser rouge 1 mW



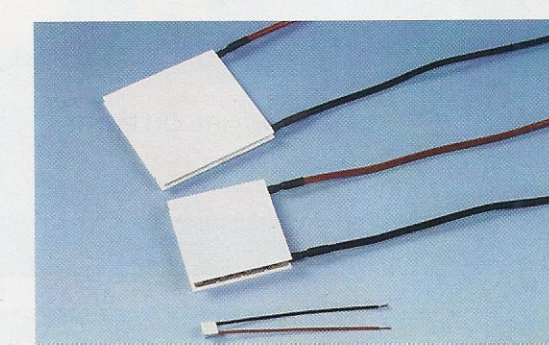
Un module de haute qualité à diode laser visible 1 mW est présenté dans la nouvelle édition du catalogue de RS Composants.
Ce module est composé d'une diode laser de longueur d'onde 670 nm, de son circuit de pilotage, du circuit de modulation et d'une lentille de collimatage ajustable, le tout est logé dans un boîtier en laiton peint en noir.
La modulation en amplitude se fait à l'aide de signaux analogiques ou numériques dans la gamme de fréquence de 100 KHz à 50 MHz.
Ce produit peut être utilisé dans les systèmes de sécurité, de transmissions d'informations et de communication audio/vidéo. De plus, il est conforme à la norme CEI 825, concernant les critères d'émission et est classé comme un composant classe II.

Modules à effet Peltier

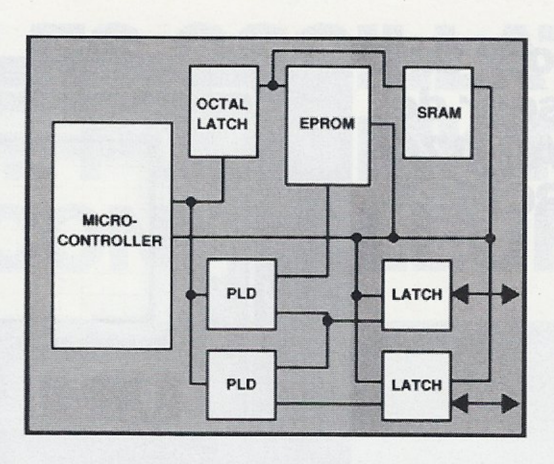
Il s'agit d'une gamme de semi-conducteurs thermoélectriques reposant sur le principe de l'effet Peltier. Ces modules sont capables de chauffer ou de refroidir un composant électronique selon l'intensité du courant ou l'implantation dans un circuit électrique. Ils sont idéaux dans les applications qui nécessitent un contrôle de température et sont disponibles en trois tailles avec des puissances variant de 0,32 W pour le modèle le plus petit à 68,6 W pour le modèle le plus grand. D'autre part ils peuvent être groupés en série ou en parallèle pour améliorer les performances de refroidissement.
Le mini-module de largeur 4,2 mm et de hauteur 2,7 mm peut être utilisé avec des composants miniatures tels que transistors, préamplificateurs, détecteurs infrarouges, circuits intégrés micro-ondes ainsi que les diodes laser et les photodétecteurs pour transmissions par fibre optique.

RS Composants
Rue Henri Becquerel,
BP 453,
60031 Beauvais Cedex
Tél. : (16) 44.84.72.72.
Fax : (16) 44.05.13.49.

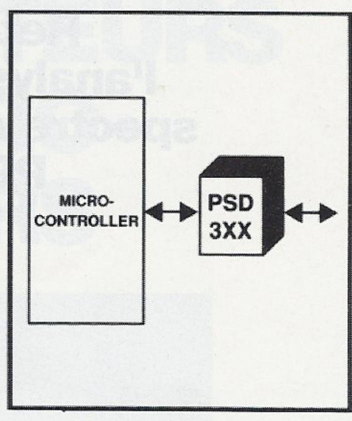




Les périphériques programmables WSI en version 3V



Before PSD3XX



After PSD3XX

WSI introduit sur le marché une famille de circuits périphériques de microcontrôleurs programmables par l'utilisateur, à faible consommation et à basse tension. Le circuit PSD3XXL intègre sur une même puce la logique programmable, la mémoire RAM statique et l'EPROM, fonctions couramment utilisées autour du microcontrôleur.
Conçue pour répondre aux besoins des équipements portatifs fonctionnant sur piles, tels que : ordinateurs portatifs, téléphones cellulaires, appareils médicaux, contrôleurs de disque dur et instruments de test portatifs, la famille PSD3XXL réduit la taille, le coût et la consommation de ces systèmes.
De même que les PSD3XX à 5 volts (dont nous avons déjà parlé), les circuits PSD3XXL à 3 volts intègrent :
- une interface pour microcontrôleurs configurable par l'utilisateur, quel que soit le microcontrôleur utilisé, 8 ou 16 bits ;
- deux réseaux logiques programmables utilisés pour le décodage d'adresse et le contrôle du système ;
- un registre de pagination 4 bits ;
- 16 Kbits de SRAM ;
- une EPROM de 256 Kbits, 512 Kbits ou 1 Mbits ;
- 19 lignes d'entrée/sortie configurables ;
- un bit de sécurité programmable.

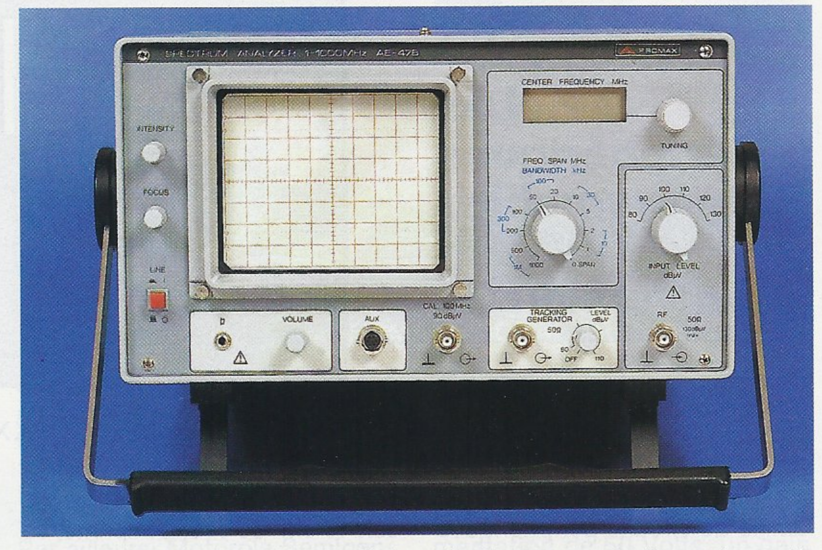
Ces circuits fonctionnent sous une tension de 3 à 5,5 volts. Ils ont un temps d'accès de 250 ns max. à 3V, ce qui est suffisant pour être utilisé avec tous les microcontrôleurs faible tension. Le courant de consommation est de 1,0 mA et de 0,5 µA en « stand-by ». La famille PSD3XXL existe en boîtiers 44 et 52 broches pour montage en surface.
Le PSD3XXL intègre et élimine jusqu'à 11 composants discrets, soit 40 cm² de circuit imprimé, ce qui permet aux ingénieurs d'études de construire des produits plus petits et plus légers. La famille des PSD3XXL résoud le problème des interconnexions de composants discrets utilisant des tensions d'alimentation différentes (par exemple une EPROM 3V et un PLD 5V). L'utilisateur peut augmenter la taille de son programme en passant de 256K, 512K à 1Mbits d'EPROM dans le même boîtier et ceci en 3V ou en 5V. Tous les composants des deux familles sont compatibles en brochage.
Finalement la «programmabilité» de la famille PSD3XXL permet de diminuer le temps de développement du produit final, élément essentiel dans un domaine où le cycle de vie des équipements est court.
Des échantillons de la famille PSD3XXL (3V) sont disponibles dès maintenant. La production en volume est prévue pour le début de 1993. Les PSD3XXL seront proposés à partir de 7$ par quantités de 10 000.
Par ailleurs WSI et Philips ont signé un accord portant sur une distribution et fabrication en seconde source par Philips des circuits de la famille PSD3XX ; les circuits convenant particulièrement bien aux extensions des microcontrôleurs 8 bits à cœur de 80C51 développés par Philips. Ceci permettra d'étendre notamment les capacités mémoire des microcontrôleurs 8 bits en évitant dans de nombreux cas, l'emploi de 16 bits plus coûteux. De plus les derniers circuits à cœur de 80C51 peuvent fonctionner jusqu'à 1,8 V ; associés aux PSD3XX, ils sont par conséquent particulièrement bien appropriés pour de nombreuses applications faible tension, faible consommation.



WSI est distribué en France par MICROEL ET A2M.

Retour sur l'analyseur de spectre AE-476 PROMAX

INFO



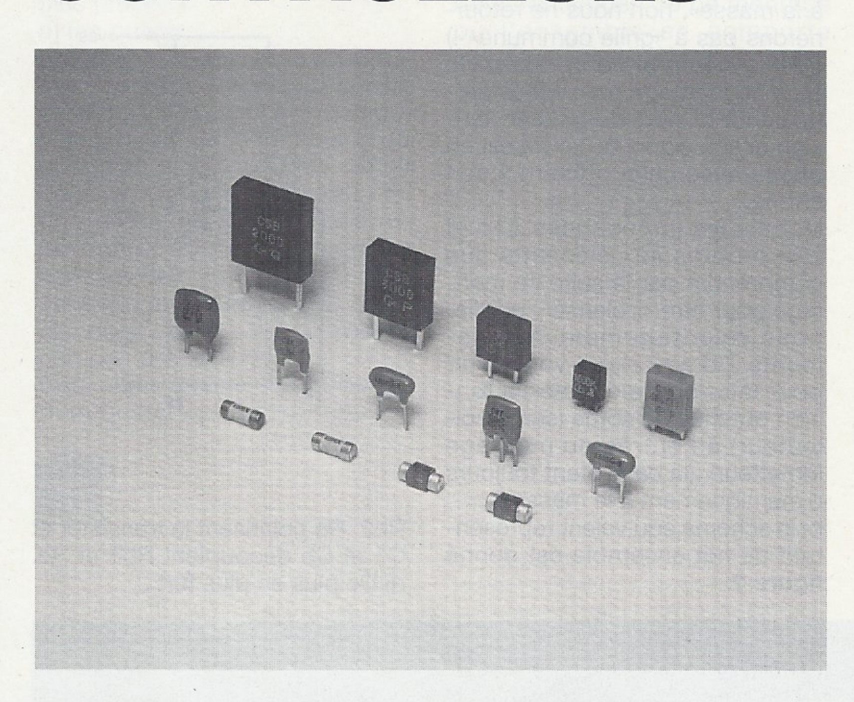
Lors de notre article du numéro de janvier concernant l'analyseur de spectre AE-476 de la société espagnole PROMAX, nous avons omis un renseignement de taille, à savoir les nom et coordonnées de l'importateur français des matériels PROMAX.

Il s'agit de MANUDAX, société bien connue de nos lecteurs, qui diffuse, outre PROMAX, toute une gamme d'appareils dévolus à l'instrumentation générale, notamment des multimètres de poing et des ensembles de mesure de table incorporant alimentation, générateur de fonctions et multimètre.
Vous avez été nombreux à nous demander les coordonnées de MANUDAX à propos de l'analyseur, mais aussi des mesureurs de champ construits par la société espagnole. Afin d'éviter tout courrier et toute question pour lesquels l'importateur serait plus apte à fournir une réponse, notamment concernant la gamme et les prix des appareils, nous vous rappelons les coordonnées de MANUDAX :

60, rue de Wattignies
75580 PARIS Cedex 12
Tél. : (1) 43.42.20.50
Fax : (1) 43.45.85.62

LES OSCILLATEURS ... POUR MICRO-CONTRÔLEURS

Comme vous l'avez certainement depuis longtemps remarqué, les domaines de prédilection dont nous raffolons sont ceux des microcontrôleurs et des bus série (I2C, D2B, RC5, HOME BUS, CAN, VAN, ...), bref, que du numérique ! Rassurez-vous notre «propre câblage» est fondamentalement analogique et, pour changer un peu de domaine (quoique), nous avons décidé de vous entraîner vers une petite «révision» concernant la théorie et la réalisation de montages oscillateurs puisque c'est la seule partie matérielle – de surcroît souvent analogique – qui parfois donne bien des soucis aux utilisateurs de microcontrôleurs lors de leur mise en œuvre !



En effet, combien de «têtes numériques» consternées avons-nous rencontrées renonçant de se battre face à un malheureux quartz (ou pire encore à un résonateur céramique) et deux capacités orphelines lorsque l'ensemble refuse d'osciller ou n'en fait qu'à sa tête en oscillant irrégulièrement ou encore, summum des problèmes, que de temps en temps !

Le temps est révolu où quelques composants sans foi ni loi décident de nous empêcher de tourner en oscillateur. Des électrons indisciplinés, jamais, non mais ! C'est donc pour en finir une fois pour toutes que nous avons décidé de vous entraîner aujourd'hui dans ce terrain marécageux que sont les conditions d'oscillation des quartz et résonateurs afin d'éviter tous les problèmes qui ne sont en fait pas très compliqués pour peu que l'on soit un tantinet respectueux de certains principes.

La première partie de ces articles sera essentiellement théorique afin de vous donner les bases nécessaires à la bonne compréhension des applications que nous vous présenterons lors de la deuxième partie.

Au travail, maintenant...

UN PEU DE THÉORIE

Nous allons nous servir de l'un des plus anciens montages d'oscillateur, bien connu, baptisé du nom de son créateur «COLPITTS» pour vous expliquer comment cela fonctionne et savoir chiffrer tout cela.

Plusieurs façons de le représenter vous permettront de mieux comprendre son fonctionnnement et nous vous amènerons par la suite à bien utiliser les montages proposés pour les oscillateurs de microcontrôleurs.

a) sa représentation de principe à l'aide d'un transistor bipolaire est donnée **figure 1**.

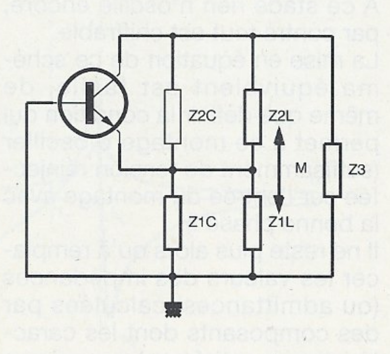


Figure 1

Si vous ne faites pas encore partie du Club des Initiés, les quelques explications complémentaires vont vous aider à mieux comprendre :
Le montage représenté de façon «symbolique» vous indique «hors tripaille d'alimentation» un montage dit «base commune» («base à la masse», non nous ne retournerons pas à «grille commune» !) que tout le monde connaît. Ce type de montage possède la particularité d'avoir du gain en tension et son signal de sortie est en phase avec celui présent à son entrée.
Hormis les impédances Z1c et Z2c propres aux éléments que comprendra par la suite ce montage pour être «polarisé», on dispose volontairement des éléments Z1l et Z2l qui vont avoir pour mission de coupler la tension obtenue en sortie (sur le collecteur) à l'entrée du montage (émetteur), (la base étant toujours dynamiquement à la masse !)
b) le schéma équivalent représentatif de cet ensemble est donné **figure 2**.

c) C'est en effectuant cette dernière manœuvre que l'on obtient le montage dit «COLPITTS» dont le schéma concret (à l'aide du transistor bipolaire conventionnel) est donné **figure 3** et où Rb1,

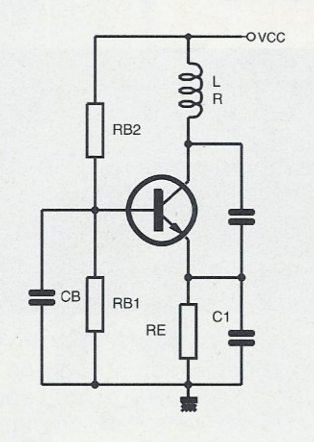


Figure 3

Rb2, Re polarisent le transistor et C1 et Cb découplent Rb1 et Re.
d) De plus en plus fort ...

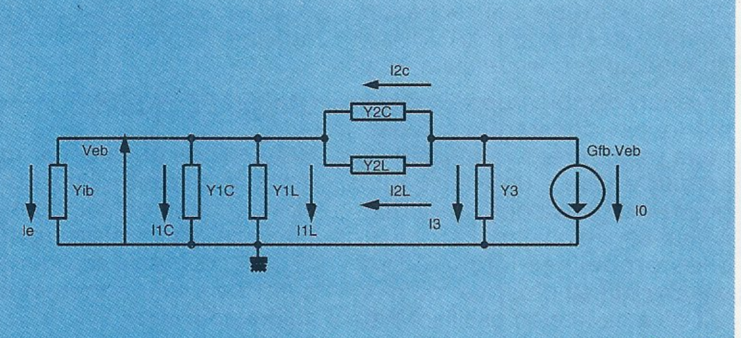


Figure 2

Cette figure reprend la figure précédente sous sa forme de «schéma équivalent» où le transistor NPN a été représenté d'une façon «éclatée». On trouve à l'extrême gauche son admittance d'entrée Yib et son Veb et à l'extrême droite le générateur de courant io dont la valeur est gfb . Veb.
A ce stade rien n'oscille encore, par contre tout est chiffrable.
La mise en équation de ce schéma équivalent est facile, de même que définir la condition qui permet à ce montage d'osciller (suffisamment de tension réinjectée sur l'entrée du montage avec la bonne phase !).
Il ne reste plus alors qu'à remplacer les valeurs des impédances (ou admittances) calculées par des composants dont les caractéristiques satisferont aux valeurs requises.

Continuons en supposant que dans le montage précédent, tout soit idéal (il est encore permis de rêver...), en imaginant que l'élément actif soit parfait (impédance d'entrée infinie - un transistor CMOS par exemple - et générateur de courant idéal). Dans ce cas le schéma équivalent se réduit à la portion congrue représentée **figure 4** dans laquelle nous retrouvons notre générateur de courant lié id = f(vg) tel que :

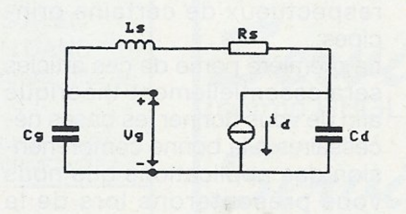


Figure 4

id = gm x vg
où le paramètre gm est appelé «transconductance» de l'élément actif.
En régime établi le gain de boucle doit être égal à 1 et la phase de la boucle nulle, comme énoncé précédemment.
La fréquence d'accord de ce montage est obtenue en considérant le réseau série Ls , Ct où Ct est la capacité équivalente formée par les deux capacités Cg et Cd en série.
La formule classique générale LC $\omega^2 = 1$ donne :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\, X_s\, C_t}$$

avec

$$C_t = \frac{C_g \cdot C_d}{C_g + C_d}$$

et

$$X_s = L_s\omega = 2\,\pi f.\, L_s$$

et la valeur de la résistance (de pertes) série de l'inductance détermine avec gm, Cg, Cd la relation donnant le gain de la boucle. Notamment pour que celui-ci soit égal ou supérieur à 1:

$$R_s \le \frac{g_m}{(2\pi\, f_{osc})^2 \cdot C_g \cdot C_d}$$

Une autre facon d'aborder le même problème consiste à raisonner en termes de coefficient de surtension (ou de qualité) Q.

Dans ce cas on doit écrire :

$$Q = \frac{X_s}{R_s} \ge \frac{2\pi.\, f_{osc}\,(C_g + C_d)}{g_m}$$

où l'on peut remarquer que le facteur de qualité Q requis doit être proportionnel à la fréquence d'oscillation, à la capacité totale du circuit et inversement proportionnel à la transconductance gm. De nombreuses variantes du montage COLPITTS à couplage capacitif ont existé (montage CLAPP) puis bien d'autres dans le même esprit, notamment en remplaçant les couplages capacitifs par des couplages inductifs (montage HARTLEY par exemple).
Pour de sombres raisons de coût, de reproductibilité et de précision, les oscillateurs comportant des éléments inductifs ont perdu les faveurs des utilisateurs pour

être remplacés par des quartz ou des résonateurs céramique selon les applications et / ou le coût or, à cette occasion, le montage «COLPITTS» perd son nom pour s'appeler «PIERCE».

L'OSCILLATEUR PIERCE

Le schéma théorique conventionnel

Généralement, la représentation schématique (au sens pur du schéma électrique) du montage conseillé ressemble souvent à celle de la **figure 5**. Quatre com-

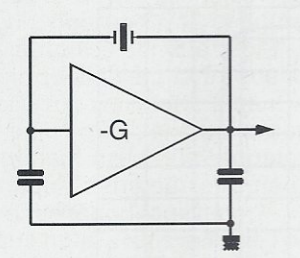


Figure 5

posants qui se battent en duel : un amplificateur inverseur (parfait (?)), un élément capable de résonner (quartz ou résonateur), deux capacités.

C'est d'un complexe...

Hélas, cette représentation fait ressurgir certains des plus grands mystères de notre éducation électronique.

a) Que contiennent réellement, concrètement, les représentations symboliques des composants ?

b) Comment définir avec précision des schémas équivalents représentatifs de ces derniers et de l'ensemble ainsi réalisé ?

c) Quel est le degré de véracité des schémas équivalents ainsi constitués en ce qui concerne les périodes transitoires de fonctionnement ? Car si le schéma est presque «vrai» pour des conditions «établies», faut-il encore que le montage ait réussi un jour à démarrer pour que les conditions tant souhaitées dites «établies» soient présentes !

Bref, les ennuis continuent...

Les schémas équivalents des quartz et des résonateurs céramique

Evidemment le fin du fin serait de pouvoir assimiler ces deux types de composants à des inductances ayant des résistances série aussi faibles que possible. Hélas, rien n'étant parfait dans notre monde (surtout pas les résonateurs céramique pour lesquels cette valeur de résistance est importante), nous sommes obligés de revenir à des choses plus précises.

a) les quartz

Avant d'aller plus en avant, sachez qu'il y a des termes consacrés pour évoquer ces composants (quartz et résonateurs) qui sont bien précis puisque définis dans la publication CEI 122 - 1 ; donc nous tâcherons de les respecter notamment en ce qui concerne les fréquences de résonance, d'antirésonance et capacité de charge. Cela aide pour se comprendre parfois...

Ceci étant, le schéma équivalent d'un quartz est donné **figure 6**.

C_0 est la capacité «parallèle» (intrinsèque) du quartz (et non sa capacité de charge). Les paramètres de la branche série sont appelés «paramètres dynamiques» (ou encore motionnels) de l'élément.

Les fréquences Fr et Fa sont définies comme étant les fréquences caractéristiques de ce montage où l'ensemble se comporte comme une résistance pure. Lorsque :

$R1 << 1/C_0\omega$, on peut écrire :

$$F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

et

$$F_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}}$$

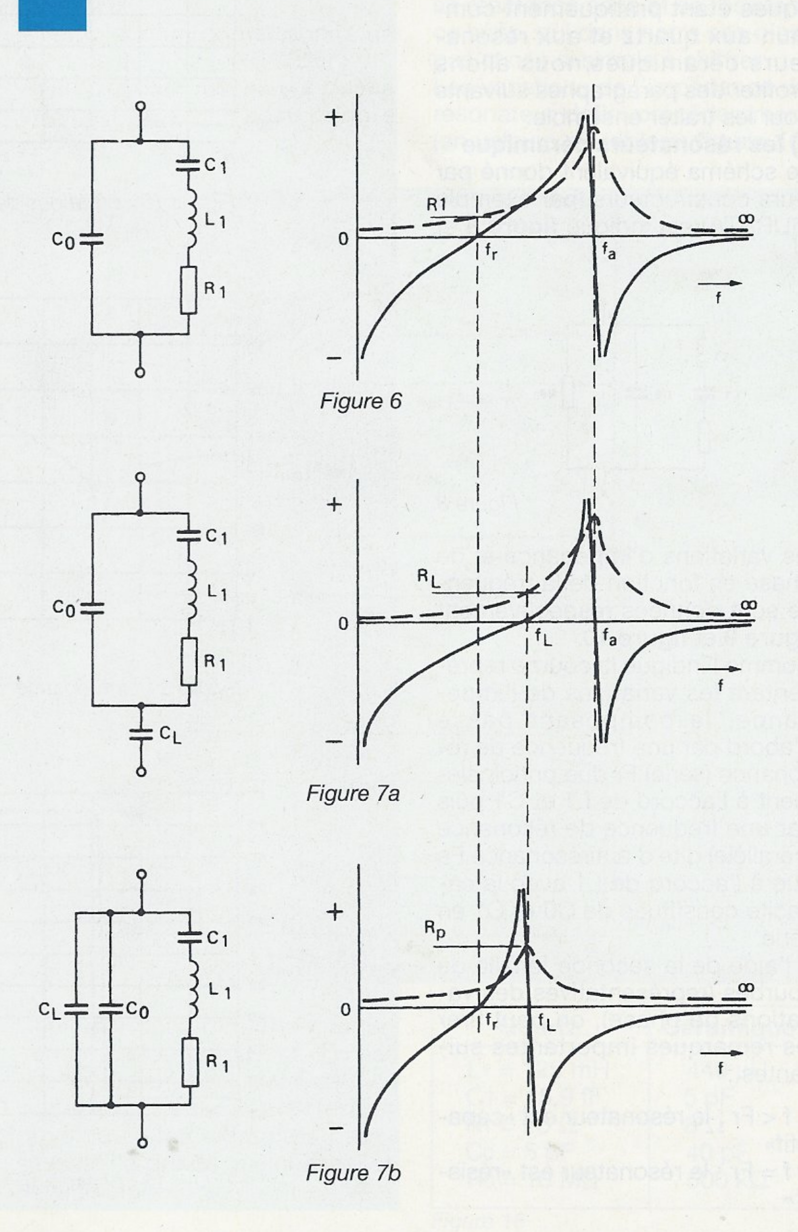


Figure 6

Figure 7a

Figure 7b

La vraie fréquence à laquelle va osciller le quartz, baptisée Fl, lorsqu'il sera inséré dans un montage, dépendra des capacités extérieures (physiques ou parasites) qui feront partie intégrante de la capacité de charge. Remarquez en passant que pour vous aider à éviter l'influence de ces capacités parasites, fréquemment le constructeur spécifie directement la valeur d'oscillation du montage pour une capacité de charge déterminée assez élevée (30 à 50 pf), ce qui vous oblige systématiquement à rajouter des capacités physiques rendant négligeables les effets des capacités parasites et de leurs dispersions.
Ce décalage de fréquence voulu, souhaité, dû à cette capacité de charge donne, comme par hasard, la fréquence d'oscillation espérée. Magique, n'est-ce pas ? Bref, lisez et respectez les spécifications ! **Figures 7a et 7b**.
Le restant des explications théoriques étant pratiquement commun aux quartz et aux résonateurs céramiques, nous allons profiter des paragraphes suivants pour les traiter ensemble.

b) les résonateurs céramique

Le schéma équivalent donné par leurs constructeurs (par exemple MURATA) est indiqué **figure 8** et

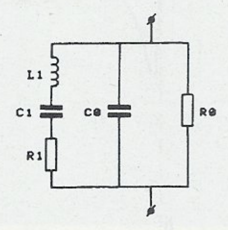


Figure 8

les variations d'impédance et de phase en fonction de la fréquence sont données respectivement **figure 9** et **figure 10**.
Comme l'indique la courbe représentant les variations de l'impédance, le composant passe d'abord par une fréquence de résonance (série) Fr due principalement à l'accord de L1 et C1 puis par une fréquence de résonance (parallèle) dite d'antirésonance Fa due à l'accord de L1 avec la capacité constituée de C0 et C1 en série.
A l'aide de la seconde famille de courbes (représentatives des variations de phase), on peut tirer les remarques importantes suivantes :

si f < Fr : le résonateur est «capacitif»
si f = Fr : le résonateur est «résistif»

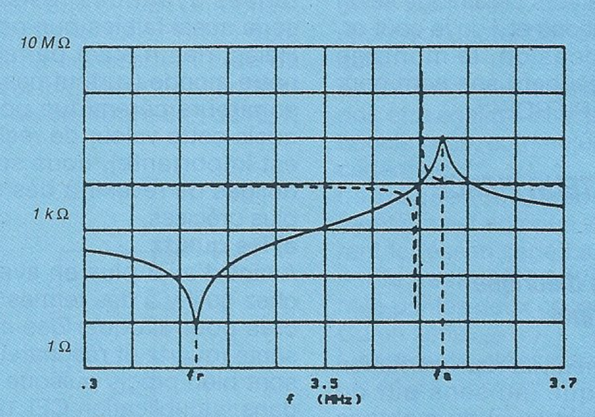


Figure 9 : variations impédance en fonction de la fréquence pour un résonateur

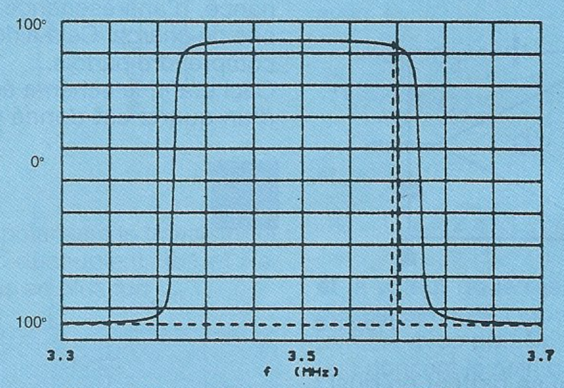


Figure 10 : variations de phase = f(F) résonateur.

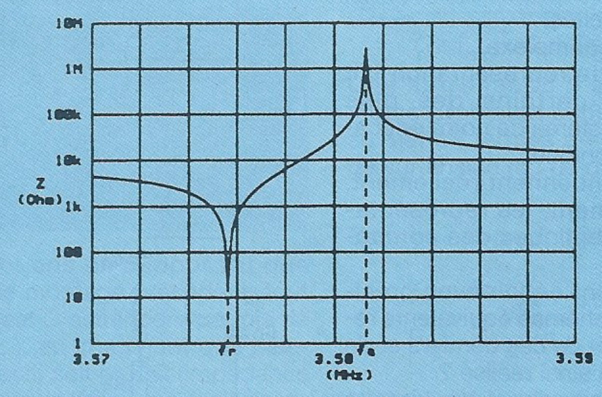


Figure 11 : impédance = f(F) pour un quartz.

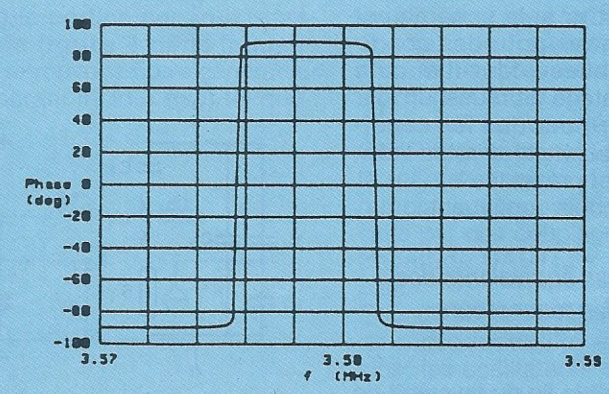


Figure 12 : phase = f(F) pour un quartz.

si Fr < f < Fa : le résonateur est «inductif»
si f = Fa : le résonateur est «résistif»
si f > Fa : le résonateur est «capacitif».

Le terme «est» signifiant «se comporte comme un élément».

Or, si nous en revenons aux propos du début de notre article, pour que le montage proposé puisse osciller (à la mode COLPITTS), il faut que l'impédance de l'élément considéré soit équivalente à une inductance, donc qu'il fonctionne dans la gamme des fréquences comprises entre Fr et Fa.

A la lumière des figures comparatives entre les caractéristiques des quartz et des résonateurs céramique, **figures 11/12** et **figures 9/10,** autant il semble facile de prévoir quelle sera la fréquence d'oscillation du quartz autant on peut se demander quelle sera exactement celle du résonateur céramique dans cette région ? That is the (good) question ?

Lorsque nous avons évoqué l'oscillateur COLPITTS, nous avons indiqué que la fréquence d'oscillation n'était due qu'à «l'inductance» (supposée à résistance faible) et à la capacité externe.

En ce qui concerne le montage PIERCE, la situation est identique en ce qui concerne L mais l'influence de la résistance série (et sa tolérance) sur la fréquence est non négligeable sans compter l'action de C0 et C1 interne pour parachever le tout et Cg, Cd et ... Le schéma équivalent de l'oscillateur PIERCE peut se représenter

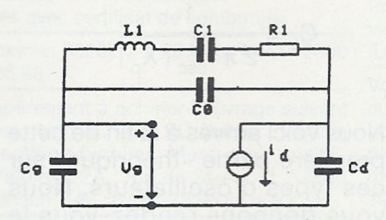


Figure 13

alors par la **figure 13** pour laquelle la fréquence d'oscillation s'écrit :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_{st}}}$$

avec

$$C_{st} = \frac{C_1\,(C_0 + C_t)}{C_1 + C_0 + C_t}$$

et

$$C_t = \frac{C_g\,C_d}{C_g + C_d}$$

Premières idées de l'influence des tolérances

Pour vous donner un ordre de grandeur des variations et des tolérances des composants sur un tel montage, voici quelques chiffres.

Pour un montage COLPITTS, en faisant varier les capacités Cg et Cd d'un facteur 10 (de 6 à 60 pF par exemple) la variation résultante de la fréquence est d'un facteur de 3,5 environ.

Pour le montage PIERCE, afin de définir la fréquence d'oscillation, nous avons tracé les valeurs absolues de la charge capacitive totale Ct sur la courbe des variations d'impédance (**figure 14** dans le cas des quartz et **figure 15** dans le cas des résonateurs).

a) le circuit oscillera aux valeurs représentées par les intersections des courbes ;

b) avec par exemple l'une des fréquences centrales classiques de 3,58 MHz :

– l'emploi d'un quartz donne un écart de 2,7 kHz (ou 0,08%) ;

– l'emploi d'un résonateur donne un écart de 73 kHz (ou encore 2,0%).

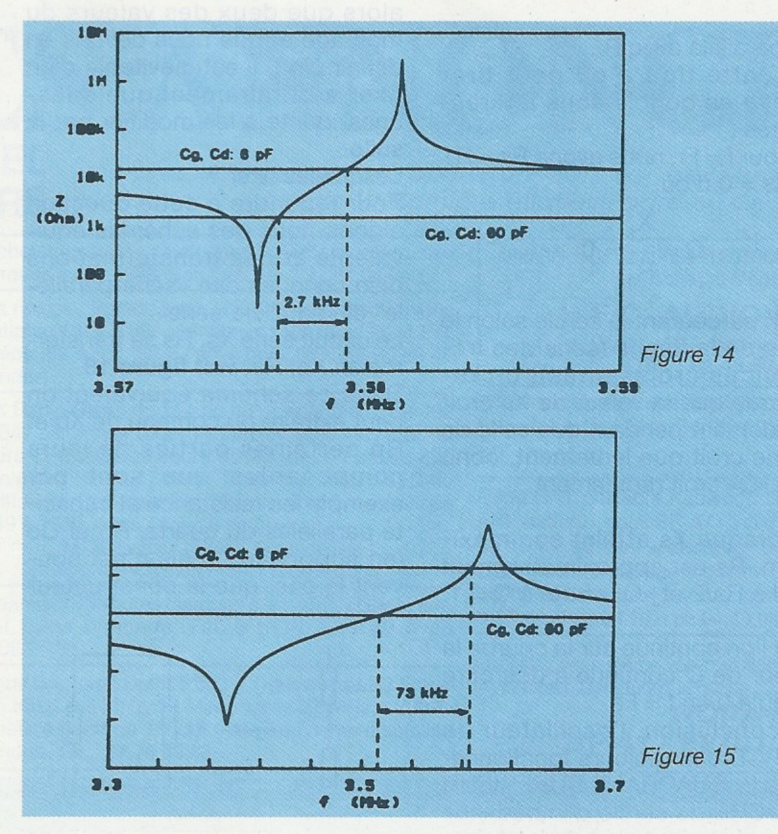


Figure 14

Figure 15

Ceci veut donc dire que lorsque l'on emploie des quartz, il n'est pas forcément nécessaire de disposer des capacités externes physiques (les capacités parasites de l'ordre de quelques pF et leurs tolérances suffisent souvent largement !) et que pour l'emploi de résonateurs, le choix (et tolérances) de ces capacités est beaucoup plus critique.

Bon d'accord, nous y sommes allés un peu fort avec un facteur de 10 pour les valeurs des capacités, mais cela a bien mis en valeur les problèmes.

Dans les cas ordinaires de tolérance des composants (10 à 20 %) la capacité de 6 pF deviendrait 6 +/– 1 pF et la variation seulement 0,1 %.

Oscillera, oscillera pas ?

Bonne question ! Non, ce n'est pas une question de chance, ce n'est qu'une question de «Q».

En effet, l'une des conditions d'oscillation réside dans la valeur que doit posséder le facteur de Qualité «Q» du résonateur défini par le rapport entre la valeur de sa réactance série et sa résistance série, qui dans notre cas n'est pas chose si simple à chiffrer.

Les variations de l'impédance du résonateur défini précédemment (en valeurs au tableau **figure 16**)

Quartz	Céramique
L_1 = 125 mH	440 µH
C_1 = 15,9 fF	5 pF
R_1 = 20 Ω	8 Ω
C_0 = 5 pF	40 pF
R_0 = 10 MΩ	500 kΩ

Figure 16

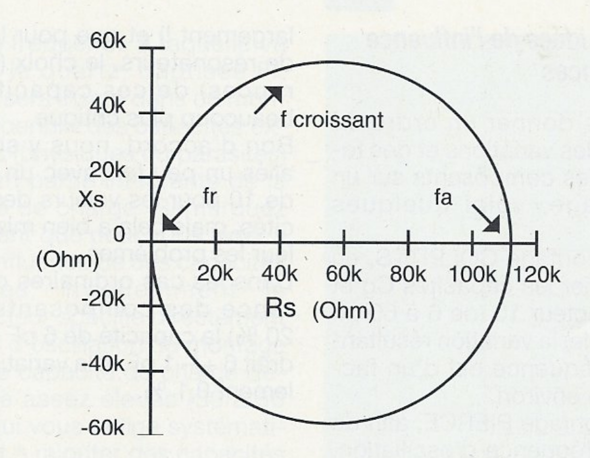


Figure 17

en fonction de la fréquence ont été représentées dans le plan complexe **figure 17**.

Cette courbe d'impédance est sensiblement un cercle qui coupe l'axe Rs (des réels) en deux points.
a) pour f = Fr au point Rs ≈ Rr (qui n'est pas zéro comme on pourrait le croire sur la figure) où Rr = R1 et,
b) pour f = Fa au point Rs = Ra où

$$R_a \approx \frac{L_1 C_1}{R_1 C_0 (C_0 + C_1)}$$

en parallèle avec R_0.
De cette figure on peut tirer quelques conclusions intéressantes :
1) pour f = Fr, nous avons Rs = R1 et Xs = 0 d'où

$$Q = \frac{X_s}{R_1} = 0$$

2) en parcourant le cercle selon le sens de la flèche (sens des fréquences croissantes), on remarque que la valeur de Xs croit rapidement pendant que celle de Rs ne croit que lentement, donc que «Q» croit rapidement.

3) lorsque Xs atteint son maximum, Rs est approximativement égal à Ra/2 et «Q» chute à Q = 1.

4) si l'on continue sur la courbe la valeur de Q continue à décroître jusqu'a 0 en f = Fa.
En conclusion, l'oscillateur de PIERCE doit toujours fonctionner dans le QUADRANT SUPERIEUR GAUCHE du cercle d'impédance et donc la réactance de la charge capacitive (Cg en série avec Cd) doit être suffisamment faible pour rester loin de la valeur maximale de Xs au dessus de laquelle l'oscillation ne sera plus possible.
Dans notre exemple, la valeur calculée de Ra est égale à 117 kΩ et Xs max = Ra/2 = 58,5 kΩ donc Cg = Cd > 1,5 pF.

De Mr COLPITTS à Mr PIERCE

Ou comment passer d'un schéma d'oscillateur à quartz à un schéma d'oscillateur à résonateur céramique.
Considérons maintenant le même problème mais vu à l'envers en supposant que pour des raisons technologiques les valeurs de Xs et de Rs soient imposées (ce qui arrive fréquemment).
Comme nous ne connaissons alors que deux des valeurs du montage et que nous devons en définir cinq, il est inévitable d'en fixer arbitrairement quelques-unes, quitte à les modifier par la suite.
Lesquelles fixer ?
Pour répondre à cette question aidons-nous des schémas équivalents et des transformations bien connues dite «série-parallèle" et «parallèle-série».
Le circuit série Xs, Rs se transforme en Xp, Rp, voir **figure 18**.
Dans ce schéma équivalent on peut extraire du contenu de Xp et Rp certaines parties de leurs composantes que sont par exemple les résistance et capacité parallèles du quartz, Ro et Co (en supposant, mais c'est souvent le cas, que le constructeur

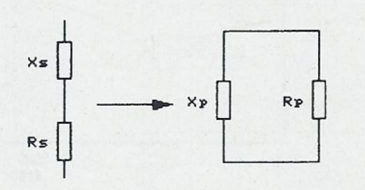


Figure 18

du résonateur garantisse la valeur minimale de Ro et maximale de Co). Le schéma devient alors celui de la **figure 19.**
En effectuant une transformation «parallèle-série» de Xpc et de Rpc on obtient la **figure 20** et nous avons ainsi réussi à transformer les composants originaux

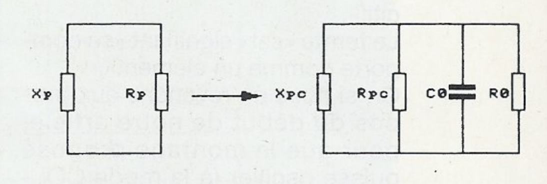


Figure 19

Xs et Rs imposés (à la mode «quartz» COLPITTS) en un autre schéma équivalent (à la mode

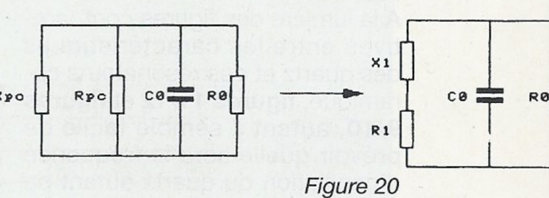


Figure 20

«résonateur» PIERCE).
A ce stade nous n'avons pas encore réussi à séparer L1 et C1 mais nous avons défini la valeur totale de leur réactance. Ceci veut dire que l'on peut (ou pourrait) choisir arbitrairement leur valeur tant que la réactance totale est constante pour la fréquence d'oscillation choisie. En pratique, en fonction du matériau piezo, il y beaucoup moins de degré de liberté dans ce choix !
Dernière remarque :
Une autre méthode, très pratique aussi, consiste à évaluer la charge totale capacitive du résonateur en se servant de la valeur de Xp en utilisant la formule :

$$C_L = \frac{1}{2 \pi f_{osc} \, | X_p |}$$

Nous voici arrivés à la fin de cette première partie «théorique» sur ces types d'oscillateurs. Nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour la mise en application concrète de ces équations, y compris au niveau des démarrages d'oscillateurs et nous conclurons le mois suivant avec le domaine des oscillateurs dit «PLL» de plus en plus à la mode pour les microcontrôleurs (notamment dans le cas de la famille 80 C51)
A bientôt donc.

Dominique PARET

Quand seul le meilleuR Suffit!

Février à Août 1993 — RS — RS Composants — ☎ 44 84 72 72

Le catalogue

25 000 produits, tous tenus en stock
Tous les grands fabricants répertoriés
Facile à consulter
Deux éditions par an : février et septembre

La gamme

Un sommaire clair pour une consultation plus simple et plus rapide

1	Accumulateurs, piles et chargeurs	Composants
2	Alarmes et sécurité	
3	Alimentations	
4	Appareillage industriel	
5	Câbles et fils	
6	Câbles - accessoires	
7	Châssis et coffrets	
8	Circuits imprimés	
9	Condensateurs	
10	Connecteurs audio et vidéo	
11	Connecteurs coaxiaux	
12	Connecteurs multipoints	
13	Connecteurs - supports	
14	Connecteurs - autres	
15	Dissipateurs thermiques	
16	Entretien et maintenance	
17	Equipement de dessin	
18	Fibre optique	
19	Filtres et protection	
20	Fusibles	
21	Haut-parleurs	
22	Indicateurs de tableau	
23	Inductances	
24	Informatique	
25	Interrupteurs et commutateurs	
26	Opto-électronique	
27	Relais	
28	Réseaux locaux	
29	Résistances et potentiomètres	
30	Semiconducteurs - discrets	
31	Semiconducteurs - logiques	
32	Semiconducteurs - analogiques	
33	Semiconducteurs - µP mémoires	
34	Transformateurs	
35	Ventilateurs	
36	Alimentations de laboratoire	Test et Mesure
37	Calculatrices	
38	Environnement	
39	Multimètres	
40	Oscilloscopes et générateurs	
41	Test électrique	
42	Antistatique	Outillage
43	Outils à main	
44	Outils électro-portatifs	
45	Production	
46	Rangement	
47	Soudage/Dessoudage	
48	Visserie et fixations	
49	Bibliothèque technique	



Le service

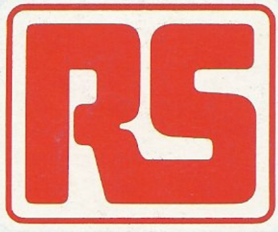
Aucun minimum de commande
Tarif fixe pour la durée du catalogue
Service STAR ®, une ligne directe avec un technicien conseil au (16) 44 02 55 55
Une équipe locale toujours disponible

NOUVEAU

La rapidité

Toute commande passée avant 18 h. est expédiée le jour même afin de garantir la livraison, franco de port, le lendemain

COMMANDEZ AUJOURD'HUI — LGV+ — Livraison Franco Garantie Demain — RECEVEZ DEMAIN



RS Composants
(16) 44 84 72 72

Je désire recevoir gratuitement le catalogue février à août 93

Nom : ______________________ Prénom : ______________________
Fonction : ______________________ Service : ______________________
Société : ______________________
Adresse : ______________________
____
______________________ Tél. : ______________________

RS Composants - B. P. 453 - 60031 Beauvais Cedex - Tél. (16) 44 84 72 72 - Télex 145 759 - Fax (16) 44 05 13 49

PREMIER DISTRIBUTEUR ELECTRONIQUE EUROPÉEN